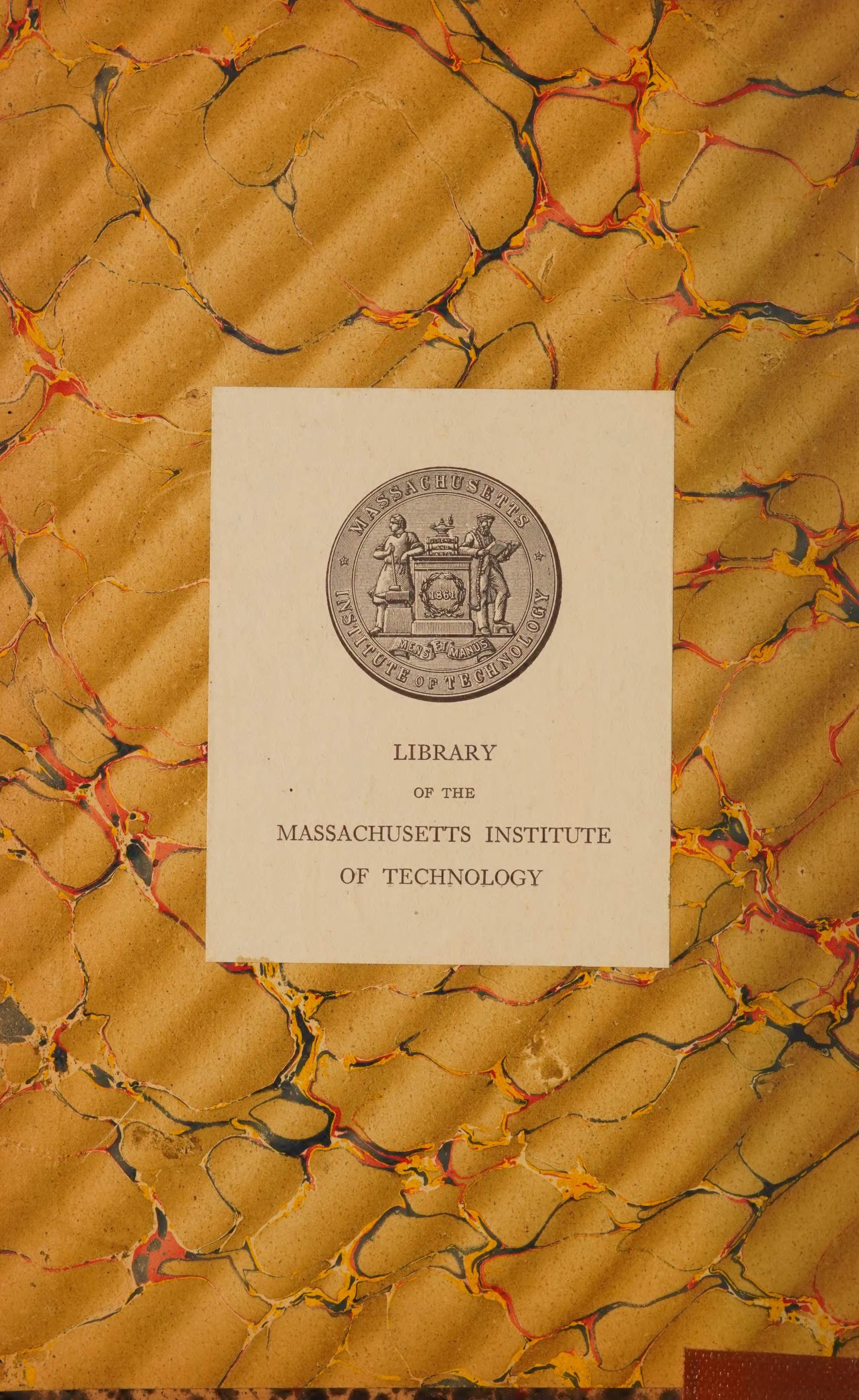
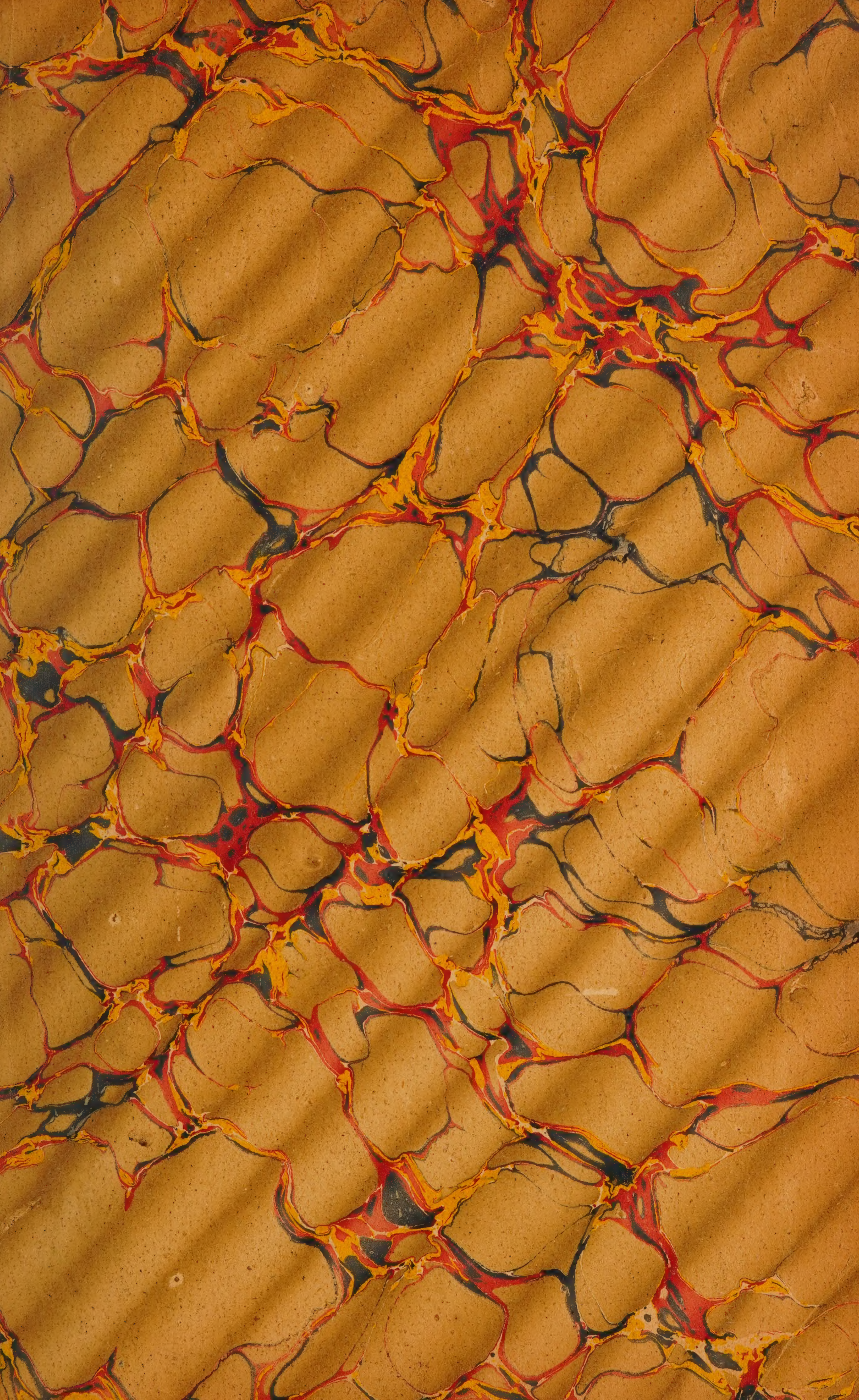

MIT LIBRARIES
3 9080 01930 0661


MASSACHUSETTS
INSTITUTE OF TECHNOLOGY
1861
MENS ET MANUS



LA TECHNIQUE

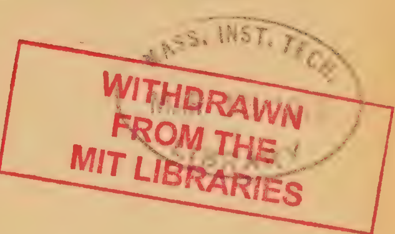
DE

LA RADIOTÉLÉGRAPHIE.

PARIS. — IMPRIMERIE GAUTHIER-VILLARS.

52414 Quai des Grands-Augustins, 55.

BIBLIOTHÈQUE DES ANNALES DES POSTES, TÉLÉGRAPHES ET TÉLÉPHONES



LA TECHNIQUE

DE

LA RADIOTÉLÉGRAPHIE

PAR

Le Dr.-Ing. H. REIN

TRADUIT DE L'ALLEMAND D'APRÈS LA DEUXIÈME ÉDITION

Par G. VIARD,
Ingénieur des Postes et des Télégraphes.

OUVRAGE ACCOMPAGNÉ DE 170 FIGURES.



PARIS,
GAUTHIER-VILLARS, IMPRIMEUR-LIBRAIRE
DU BUREAU DES LONGITUDES, DE L'ÉCOLE POLYTECHNIQUE,
Quai des Grands-Augustins, 55.

1913

AVIS AU LECTEUR.

Le Livre de M. le Dr Ing. H. Rein, de Charlottenbourg, que nous présentons ici, est un aide-mémoire relatif aux méthodes de mesures à employer pour la détermination des diverses grandeurs électriques qui entrent dans la constitution d'un poste de télégraphie ou de téléphonie sans fil : il a donc une place bien à part dans la littérature consacrée à la radiotélégraphie. Nul mieux que l'auteur ne pouvait s'acquitter de cette tâche et l'Ouvrage, qui représente une grande accumulation d'expérience, a justement mérité en Allemagne l'honneur d'une deuxième édition. C'est à traduire celle-ci que M. Viard, Ingénieur des Télégraphes, a consacré ses soins, le plus souvent avec un grand bonheur d'expressions.

M. le Dr Ing. Rein était, il y a 8 ans, assistant à l'Institut électrotechnique de l'École technique supérieure de Darmstadt ; il reçut de M. le Prof. Dr K. Wirtz, qui y faisait les leçons de télégraphie sans fil, la mission d'instituer, pour les élèves de cette division, l'enseignement radiotélégraphique pratique, permettant de soumettre au contrôle des expériences de mesures les résultats de la théorie. Naturellement, il fallut développer un grand nombre de nouvelles méthodes de mesure et adapter à de nouvelles exigences un certain nombre d'autres méthodes anciennes, empruntées à la technique des courants télégraphiques ou industriels. M. le Dr Ing. Rein fut amené à composer, sur l'invitation bienveillante de M. le Prof. Wirtz, comme annexe à ces exercices, un guide memento qui parut en 1910 et forma la première édition du présent Livre.

R.



Il avait été conçu pour servir de notes, en vue de leurs manipulations, aux élèves de l'École technique supérieure de Darmstadt.

Mais, il y a 5 ans, M. le Dr Ing. Rein fut appelé à remplir les fonctions de chef de laboratoire par la Société par actions C. Lorenz, à Berlin. Cette raison sociale a entrepris, sur une grande échelle, la construction des installations radiotélégraphiques de tous systèmes et il eut ainsi l'occasion de mettre à l'épreuve, au cours de la fabrication des postes des types les plus variés, les différentes méthodes de mesures qui faisaient le fond des exercices scientifiques à l'École technique supérieure. Ce sont les expériences acquises, ainsi accumulées par une longue pratique, qui forment la partie constitutive de la seconde édition de l'Ouvrage. Cette réédition était devenue nécessaire pour tenir le Livre au courant des progrès accomplis et pour satisfaire aux besoins du public à qui il s'adressait.

Ce « Praktikum « forme la liaison entre la Science et la Pratique. Les méthodes sont empruntées à des travaux d'un caractère purement scientifique et, cependant, on a négligé de parti pris tout ce qui n'est pas d'une utilité immédiate pour l'Ingénieur qui se trouve en présence des problèmes de la pratique. C'est par là que le présent Ouvrage se distingue de tous ceux qui traitent le même sujet.

C'est donc avec confiance que nous présentons au public un Livre qui ne fait double emploi avec aucun autre; il est d'une lecture facile, malgré sa haute valeur scientifique; il sera consulté avec fruit par les ingénieurs, les marins, les élèves des Écoles d'électricité, les étudiants des Facultés, etc., et il sera aussi beaucoup lu, avec un vif intérêt, par ceux, toujours plus nombreux, qui s'intéressent aux progrès de la radiotélégraphie. Je terminerai en remerciant l'Éditeur des soins impeccables qu'il a apportés à l'exécution de cet Ouvrage remarquable.

J.-B. POMEY.

Ing. en chef des P. T. T

PRÉFACE DE L'AUTEUR.

Cette deuxième édition de *Radiotelegraphisches Praktikum* diffère par beaucoup de points de la précédente.

Bien que l'ordre des matières n'ait pas été modifié, le fait que les différentes méthodes de mesures ne sont plus spécialement empruntées à l'École Supérieure Technique de Darmstadt a rendu nécessaire un remaniement général de l'Ouvrage.

Pour répondre au but de ce Livre, nous n'avons pas étendu les exposés au delà d'une rapide revue de l'ensemble du développement de la télégraphie sans fil, mais nous nous sommes efforcé de donner des indications et des compléments physiques et techniques en supposant connus les fondements généraux de la radiotélégraphie.

C'est pour cela que nous avons également évité de plus longs développements mathématiques préférant ne donner que les résultats. Nous avons toujours attaché une grande importance à la simplicité et au côté physique de l'exposition, ainsi qu'à la suffisance des résultats indiqués. On n'aura pas ainsi que des renseignements superficiels, mais on pourra juger quels sont les facteurs qui, pour chaque installation, sont les plus importants; bien que le plus essentiel doive presque toujours être confié à l'habileté technique et à l'expérience avertie de l'ingénieur.

Il ne serait pas scientifique, et par conséquent mauvais, de faire

avec une grande précision des calculs et des mesures pendant que d'un autre côté on établit purement par l'expérience des points importants. Il faut discerner, dans chaque cas particulier, l'exactitude des mesures à faire, et l'on ne peut rien dire de général dans ce sens.

Un mot au sujet de la Bibliographie. Nous n'avons pas voulu donner une liste aussi complète que possible des publications faites jusqu'à ce jour; mais, au contraire, nous avons limité autant que possible notre choix aux articles qui peuvent être lus sans études préliminaires et qui constituent un réel complément aux méthodes de mesures indiquées.

Aussi avons-nous évité de donner ce qui est relatif aux brevets, d'abord parce qu'ici les choses importantes et les choses d'importance moindre doivent être traitées avec le même détail, ensuite parce que beaucoup de descriptions de brevets comportent une importante critique qui ne peut être faite ici.

Enfin, nous avons cherché, pour les méthodes et les appareils les plus répandus, à donner le nom de leur auteur, car, en dernière analyse, les progrès de la technique se rattachent à de simples personnalités et sont rarement le fruit d'une collaboration. Sans doute, nous nous sommes assigné là une tâche difficile, car très souvent, pour la même découverte, plusieurs inventeurs se présentent. Dans ces cas, nous avons estimé qu'il était juste de donner ou bien le nom des constructeurs, ou bien de citer ceux qui non seulement ont eu l'idée, mais qui encore ont avant tout travaillé à la mise au point. Car, surtout en radiotélégraphie, le nombre des projets et des propositions vraiment réalisés est extraordinairement petit. Un leitmotiv n'est cependant pas un opéra.

Nous serons reconnaissant à ceux qui nous indiqueront des rectifications à faire dans quelque sens que ce soit.

Nous exprimons ici nos meilleurs remercîments à M. le professeur Dr H.-Th. Simon (Göttingen) et à M. le Dr G. Seibt (Berlin),

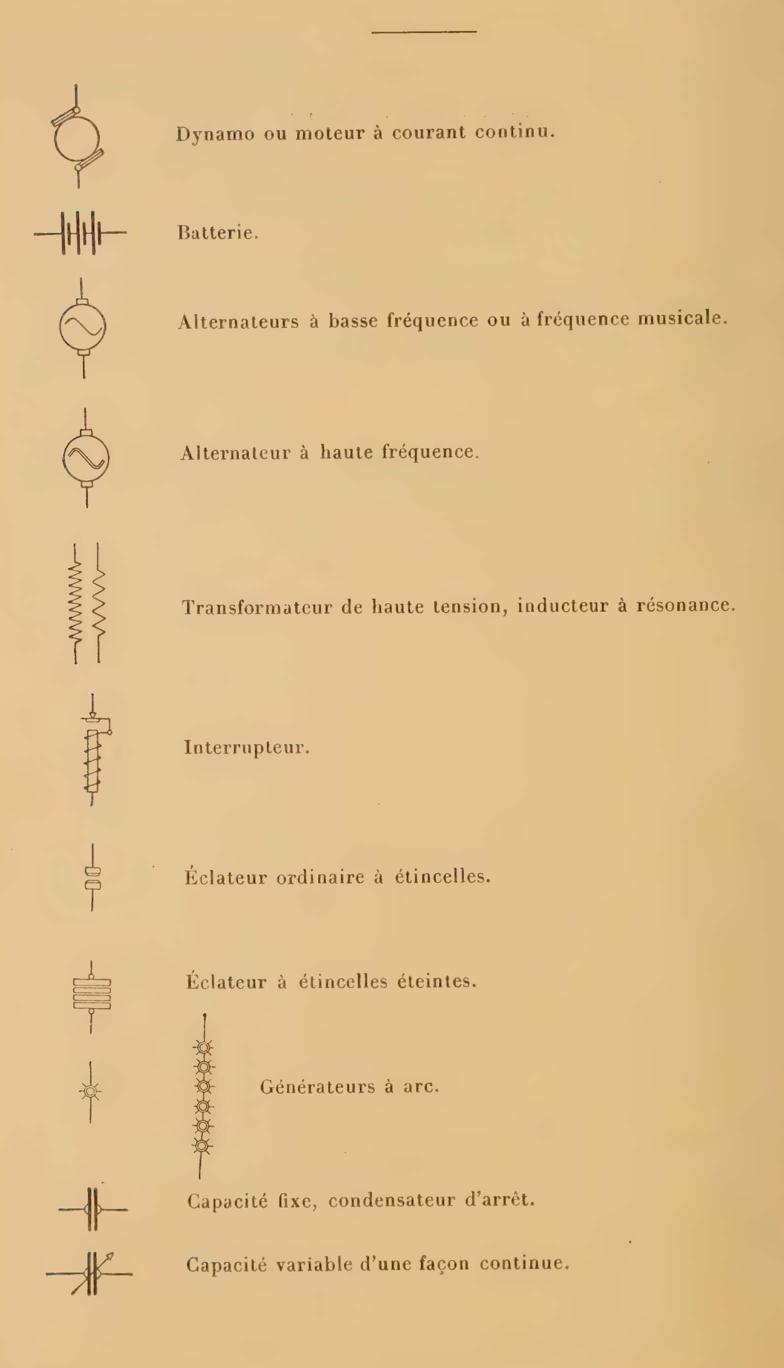
ainsi qu'aux maisons suivantes qui ont bien voulu nous fournir des photographies :

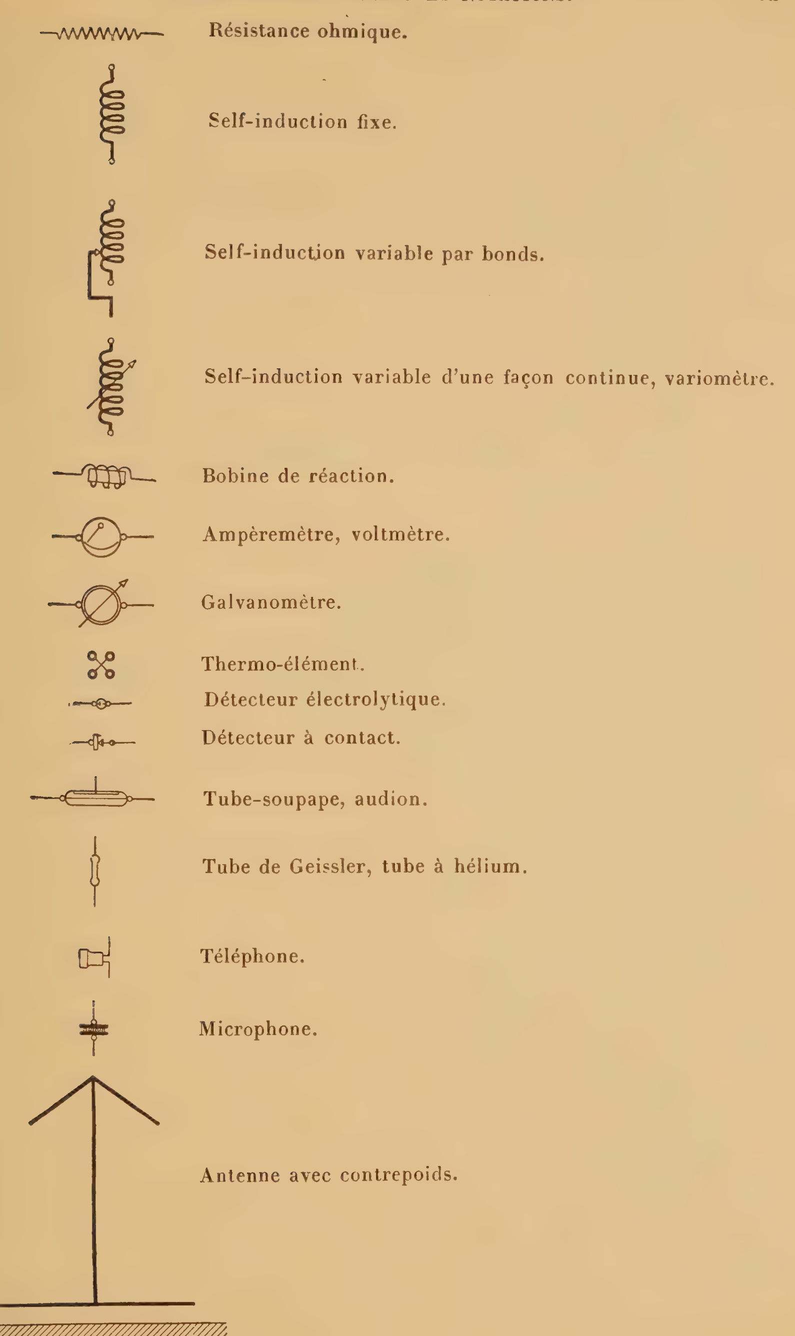
Telephon-Fabrik A.-G., vorm. J. Berliner (Vienne),
Hans Boas, Elektrotechnische Fabrik (Berlin),
Hartmann et Braun A.-G. (Francfort-sur-le-Mein),
Dr Erich F. Huth, G. m. b. H. (Berlin),
C. Lorenz A.-G. (Berlin),
Kontinentales Syndikat für Poulsen Radiotelegraphie A.-G. (Copenhague),
Gesellschaft für Drahtlose Telegraphie m. b. H., System Telefunken (Berlin).

Nous devons des remercîments tout spéciaux à M. le professeur Dr K. Wirtz (Darmstadt) qui nous a donné de si précieux conseils pour la revision de cet Ouvrage.

H. Rein.

SIGNES CONVENTIONNELS ET NOTATIONS.




Résistance ohmique.
Self-induction fixe.
Self-induction variable par bonds.
Self-induction variable d'une façon continue, variomètre.
Bobine de réaction.
Ampèremètre, voltmètre.
Galvanomètre.
Thermo-élément.
Détecteur électrolytique.
Détecteur à contact.
Tube-soupape, audion.
Tube de Geissler, tube à hélium.
Téléphone.
Microphone.
Antenne avec contrepoids.

Tant qu'on ne spécifie pas autre chose, les notations suivantes représentent :

E = amplitude de la tension.
e = tension efficace.
E_F = intensité du champ électrique.
J = amplitude de courant.
i_t = valeur du courant à l'instant t.
i = intensité efficace.
Q = quantité d'électricité.
N = flux de force magnétique.
B = induction magnétique.
μ = perméabilité.
ε = constante diélectrique.
A = énergie.
A_e = énergie du champ électrique.
A_m = énergie du champ magnétique.
η = rendement.
$\cos\varphi$ = facteur de puissance.
w = résistance ohmique.

L = coefficient de self-induction.
M = coefficient d'induction mutuelle.
$\varkappa$ = facteur de couplage.
w_L = résistance inductive.
C = capacité.
w_C = résistance de capacité.
δ = facteur d'amortissement.
$\mathfrak{d}$ = décrément d'amortissement.
ν = fréquence.
λ = longueur d'onde.
T = période.
a = nombre d'étincelles à la seconde.
n = nombre de tours à la minute.
l = hauteur d'antenne.
h_{eff} = hauteur d'antenne efficace.
R = distance de deux stations.

E. T. Z. = *Elektrotechnische Zeitschrift* (Springer, Berlin).
Jahrb. = *Jahrbuch für drahtlose Telegraphie* (Barth, Leipzig).
Phys. Z. = *Physikalische Zeitschrift* (Hirzel, Leipzig).
Ann. d. Phys. = *Annalen der Physik* (Barth, Leipzig).
Verh. d. Deutsch. Phys. G. = *Verhandlungen der Deutschen Physikalischen Gesellschaft* (Vieweg und Sohn, Braunschweig).
Zeitschr. f. Instr. = *Zeitschrift für Instrumentenkunde.*
Zeitschr. f. Schwaschstr. = *Zeitschrift für Schwachstrom.*

LA TECHNIQUE

DE

LA RADIOTÉLÉGRAPHIE.

INTRODUCTION.

Après que le génie inventif de Marconi eut réussi à prouver que les phénomènes d'oscillations électromagnétiques, qui avaient été étudiés théoriquement par Maxwell et expérimentalement par Hertz, étaient susceptibles de servir de base à un nouveau procédé de communication; après qu'ensuite les premiers résultats eurent montré clairement qu'il y avait là une découverte qui, si elle ne supplantait pas l'ancienne télégraphie, pourrait cependant compléter les installations existantes, un grand nombre de chercheurs, savants et techniciens, s'attachèrent au problème qui venait de surgir; de tous côtés, leurs efforts simultanés aboutirent à des résultats extraordinaires. Il arriva alors que, dans les divers pays, parurent les systèmes les plus différents; ils portaient en général le nom de celui qui avait le plus contribué à leur développement, bien qu'aucune des installations réalisées ne pût être considérée comme originale dans toutes ses parties. Toutes utilisent, à côté de ce qui leur est propre, plus ou moins d'appareils, de montages et de méthodes de fonctionnement qui sont de source étrangère, mais dont l'application n'est pas à dédaigner. Souvent les progrès du système ne résident que dans la construction, ce qu'il ne faut cependant jamais mépriser. Au début même, les stations étaient composées de pièces et de morceaux empruntés aux domaines les plus divers de la Science et de la technique. Ce n'est que dans ces derniers temps qu'on a cherché à

s'en libérer : le besoin a fait naître une technique nouvelle, celle de la construction des appareils de haute fréquence.

A ce sujet, signalons encore un autre point, relatif à la valeur des différents systèmes. Dans aucune partie de la technique, les connaissances scientifiques ne sont aussi intimement liées avec les considérations commerciales, ce qui amène souvent à faire disparaître complètement la différence entre les espérances et les résultats qu'on peut réellement obtenir. Aussi il faut bien dire tout d'abord, d'une façon générale, qu'il n'y a aucun système supérieur aux autres à tous égards. Bien plus, chaque système de transmission et de réception possède ses avantages et ses inconvénients particuliers, dont on ne peut apprécier l'importance que pour l'ensemble de l'installation. Il ne faut pas non plus vouloir juger la valeur d'un système au nombre des stations réalisées d'après lui, car cela ne tient souvent qu'à des considérations purement commerciales. Si néanmoins, dans ce qui suit, on parle assez souvent de certains systèmes, il ne faut pas oublier qu'on n'a eu en vue aucune limitation, mais qu'on s'est arrêté, pour rendre les choses sensibles, à certains dispositifs de stations. Parmi ces dispositifs, on a donné la préférence à ceux qui sont usités en Allemagne, parce que cela permettait de faciliter la compréhension grâce à de nombreuses illustrations.

I. — L'Émission.

1. **Système Braun-Slaby-Arko.** — Dans le premier dispositif de Marconi, la vibration de l'antenne était obtenue à l'aide d'un éclateur intercalé dans cette antenne. En s'efforçant d'accroître la portée et la facilité de l'accord à la réception, on a été conduit à employer pour exciter l'antenne un circuit fermé, que nous appellerons *circuit d'énergie :* par ce moyen, on peut augmenter l'énergie mise en jeu et diminuer l'amortissement des oscillations à la transmission. Mais ce dispositif est loin d'être sans reproches : en particulier, par suite du couplage de ces deux circuits en résonance, deux ondes prennent naissance, dont une seule peut être utilisée pour la réception. L'onde rayonnée n'étant plus unique, et des échanges périodiques d'énergie se produisant entre l'antenne et le circuit excitateur, il en résulte que le rayonnement et l'acuité de

l'accord diminuent à tel point qu'il ne convient plus d'employer un

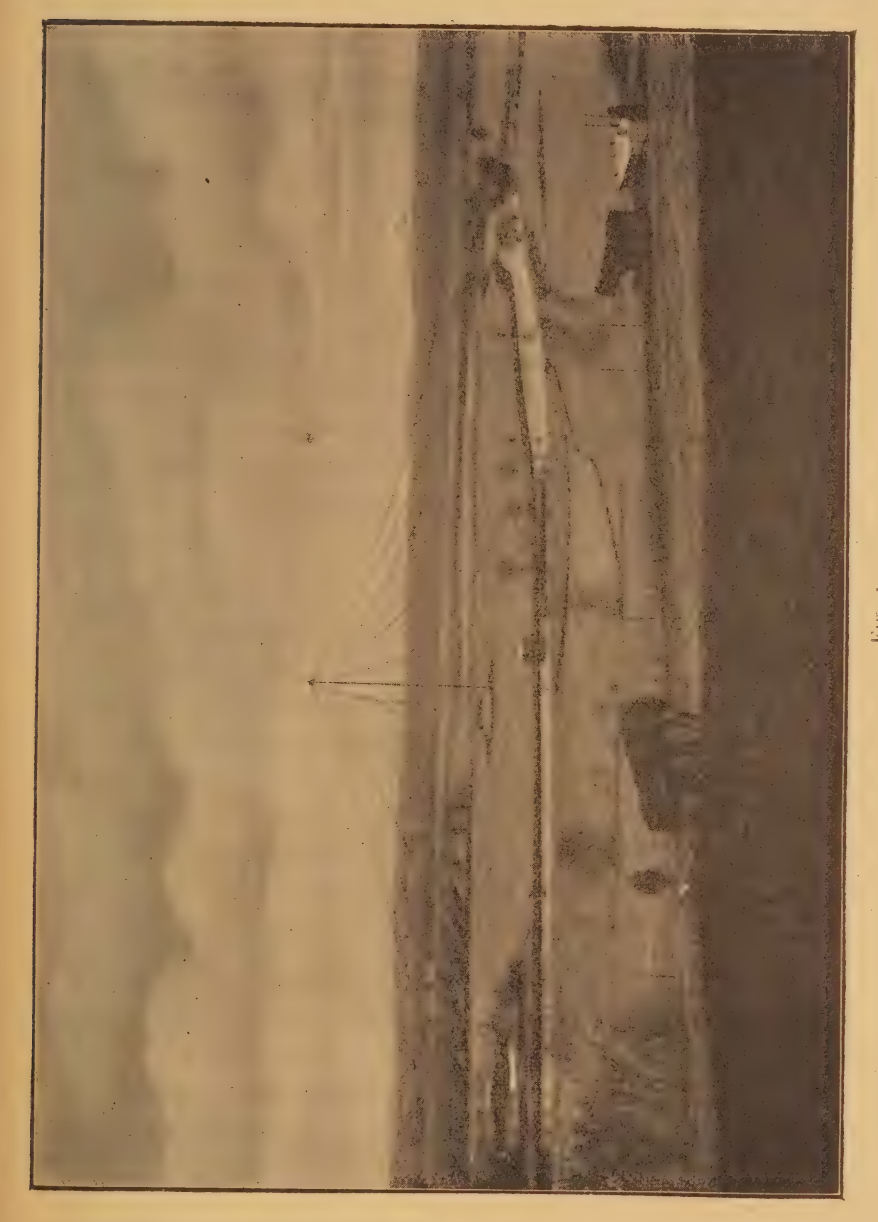


Fig. 1.

Grande station radiotélégraphique d'Eberswalde, pourvue de générateurs à arc, de machines à haute fréquence et du système à sons multiples (C. Lorenz A.-G., Berlin).

détecteur intégrant, mais un indicateur d'ondes fonctionnant au choc (cohéreur). Le mode de fonctionnement spécial à ces stations pos-

sède alors les défauts suivants : d'abord l'amplitude des ondes utilisables par un poste d'émission est très limitée, à cause des tensions maxima dans l'antenne; ensuite, s'il se produit des perturbations atmosphériques, on ne peut plus percevoir les signaux à la réception. Les inconvénients inhérents à ce système, aujourd'hui encore très répandu, doivent être évités avec soin. C'est pourquoi les progrès se sont opérés dans deux sens. Tout d'abord, on augmenta le nombre d'étincelles et par suite l'énergie émise, ce qui nécessita à la réception l'emploi d'un détecteur intégrant. En même temps, on essaya de s'arranger de façon que le nombre de décharges par seconde réponde à la période d'un son facile à entendre, dont la fréquence doit, par conséquent, être comprise entre 500 et 2000. Cela donne, avec un bon fonctionnement, la possibilité de percevoir les signaux du poste d'émission comme des sons musicaux et de les distinguer des impulsions perturbatrices dues à l'atmosphère.

2. **Système Telefunken.** — Tous ces progrès sont réunis dans le système à étincelles éteintes ([1]) musicales (*Gesellschaft für drahtlosen Telegraphie* m. b. H., Berlin) qui emploie en même temps l'excitation par choc de Wien, ce qui supprime la production de deux ondes inhérente à l'ancien système. L'énergie totale étant répartie sur un grand nombre de décharges, il en résulte une diminution des tensions maxima entre l'antenne et le sol, ce qui permet d'augmenter l'amplitude des ondes. Pour éviter les pertes dans le circuit d'énergie, on est amené à une transformation convenable de l'énergie primaire, qui est avantageuse au point de vue de l'espace occupé par les machines et de leur poids. Naturellement, le principe de l'excitation par choc de Wien supprime la nécessité d'avoir deux circuits rigoureusement accordés; par suite, si l'on veut obtenir une longueur d'onde variable d'une façon continue, le service du poste exige plus de manipulations ou nécessite une construction compliquée.

3. **Système à arc Poulsen.** — Le dispositif le plus simple dans cet ordre d'idées est le système à arc Poulsen (Telephon-Fabrik A.-G.

([1]) L'auteur applique la dénomination d'étincelles éteintes, aux étincelles de Wien et aux étincelles soufflées (*Note du Traducteur*).

vorm. J. Berliner, Vienne; C. Lorenz A.-G., Berlin; Syndikat für Poulsen-Radiotélégraphie A.-G., Copenhague). Il revient au montage primitif de Marconi, le générateur étant intercalé directement dans l'antenne. Il en résulte que l'énergie est rayonnée sur une onde absolument unique, et qu'il est possible, à l'aide de variomètres et de condensateurs variables, de modifier simplement et rapidement la longueur d'onde. La petitesse des maxima de tension permet en outre de produire des ondes plus longues qu'avec aucun système par étincelles. Cette circonstance n'est pas seulement importante au point de vue militaire; elle est aussi intéressante pour toutes les régions (régions tropicales) où l'expérience montre qu'on atteint des portées plus grandes avec des ondes longues. Les oscillations qui prennent naissance n'étant pas amorties, c'est-à-dire présentant une amplitude constante, l'accord à la réception est excessivement aigu, ce qui permet, si l'on est troublé par d'autres postes qui travaillent en même temps, d'éliminer toutes les transmissions qu'on ne veut pas recevoir : pour cela, on se sert d'une série de circuits intermédiaires accordés les uns sur les autres et l'on établit, entre l'antenne et le dispositif de réception, un couplage très lâche. Cela est d'autant plus important que les signaux envoyés ne sont pas reçus comme des sons caractéristiques, mais comme des bruissements. En effet, les courants qui prennent naissance dans le système récepteur n'étant pas amortis, il faut, pour qu'on puisse les entendre au téléphone, utiliser un dispositif qui trouble la continuité des ondes. C'est ce qu'on fait à l'aide d'un interrupteur (tikker), qui, comme on le verra plus loin, cause un désaccord périodique des circuits. Le fait que la réception des signaux venant du poste d'émission ne peut être faite par des stations étrangères que si celles-ci possèdent des dispositifs convenables au point de vue de la longueur d'onde et du mode de réception fait ressortir la valeur des oscillations entretenues non seulement au point de vue militaire, mais aussi pour le fonctionnement des grandes stations. Si, en effet, ces grandes stations, équipées avec des systèmes d'émission musicale, travaillent avec des oscillations amorties, les petites stations qui se trouvent dans leur voisinage ne peuvent à moins de posséder à l'émission et à la réecption de très grandes qualités au point de vue direction des ondes, avoir entre elles un fonctionnement convenable pendant que la grande station travaille. L'expérience a montré

qu'il n'y a que les oscillations entretenues qui permettent au trafic entre les autres stations de n'être pas troublé, grâce à l'acuité de l'accord qu'on peut avoir avec elles et à ce fait que leurs signaux ne peuvent pas être entendus avec les dispositifs de réception ordinaires. Si l'on pourvoit l'émission et la réception d'un système de télégraphie rapide, on obtient une station qui semble avoir un vaste champ d'utilisation commerciale. Enfin, un autre avantage des oscillations entretenues, c'est que l'absorption dans le milieu où les ondes se propagent est moindre que pour les systèmes amortis. Mais on manque encore de données expérimentales suffisantes à cet égard. D'un autre côté, l'introduction directe du générateur à arc dans l'antenne entraîne parfois certaines difficultés de fonctionnement, dues à ce qu'il est difficile d'obtenir un isolement parfait de l'antenne. Si, par suite de conditions atmosphériques défavorables, cet isolement vient à diminuer, l'amortissement de l'antenne peut augmenter considérablement, et alors on n'est plus sûr de produire des ondes totalement dénuées d'amortissement.

4. **Système de la machine à haute fréquence Goldschmidt.** — Il y a longtemps qu'on a eu l'idée (Tesla) de produire des courants de haute fréquence entretenus non à l'aide d'un arc, mais au moyen d'une machine. Mais les difficultés particulières qui sont inhérentes à ce problème, et sur lesquelles on reviendra plus loin, se sont opposées longtemps à la réalisation d'une machine pratiquement utilisable. On n'y est arrivé qu'à l'aide d'un dispositif indiqué par R. Goldschmidt (C. Lorenz A.-G., Berlin) : il consiste à multiplier, à l'aide de circuits oscillants montés aux bornes du rotor et du stator et convenablement réglés, la fréquence fondamentale d'un alternateur, jusqu'à ce qu'on obtienne une fréquence utilisable en Radiotélégraphie. On trouvera plus loin des détails sur le principe de l'installation d'émission. Signalons seulement ici que tout ce qui a été dit au sujet des oscillations entretenues pour le système Poulsen est encore vrai pour les machines à haute fréquence. Mais alors que, quand on se sert d'un générateur à arc, il n'y a aucune difficulté à faire varier la longueur d'onde d'une façon simple et rapide, il est difficile d'y arriver avec une machine. En outre, la période du courant obtenu mécaniquement doit toujours être en résonance avec l'onde propre de l'antenne : l'établissement de cet accord constitue

une complication par rapport au système à arc. Par contre, l'alternateur permettrait de mettre en jeu plus d'énergie et pourrait être constitué de façon à donner une émission musicale.

5. **Système à sons multiples.** — On a été amené, pour assurer la sélection des signaux envoyés par le poste d'émission, au système à sons multiples réalisé par l'auteur de cet Ouvrage (C. Lorenz A.-G., Berlin; Telephon-Fabrik A.-G., vorm. J. Berliner, Vienne). La particularité consiste en ce que les signaux peuvent être télégraphiés sur n'importe quel son. Alors les signaux du poste d'émission ne sont plus seulement caractérisés par la longueur d'onde employée, mais aussi par leurs propriétés acoustiques, de sorte que, à la réception, on peut, en se servant de monotéléphones, superposer à la résonance électrique une résonance acoustique. On peut aussi faire varier le son d'une manière simple et rapide au moyen d'un clavier, ce qui permet de transmettre par radiotélégraphie des signaux déterminés, des airs simples ou choses analogues : cela peut être très utile pour compléter les signaux Morse. On y arrive pratiquement en se servant d'un éclateur [1] donnant une excitation par choc parfaite, aux bornes duquel est monté un autre circuit oscillant, dit *circuit de son*, dont la capacité et la self sont réglées de telle sorte que son oscillation propre ait la période d'un son perceptible à l'oreille. Ce dispositif permet d'abord une mise en jeu automatique, avec le rythme de ce son, de l'énergie de haute fréquence. En outre, il a l'avantage que la hauteur du son est indépendante de la période de l'alternateur et de celle des oscillations de haute fréquence : ce fait a son importance, en particulier dans les petites installations, où il est difficile de maintenir constante la vitesse de rotation du générateur de courant. Le couplage du circuit de choc avec l'antenne étant serré, et l'excitation par choc employée étant parfaite, les deux circuits de haute fréquence n'ont pas besoin d'être rigoureusement accordés, ce qui simplifie beaucoup la construction des appareils et leur fonctionnement. De plus, ce procédé permet d'employer n'im-

---

(1) L'auteur emploie un terme général pour désigner, dans tous les systèmes, l'appareil où se produit la décharge, que ce soit un éclateur ordinaire, un éclateur de Wien ou un arc. Aussi ne faudra-t-il pas s'étonner si, dans la suite, un arc est souvent désigné sous le nom d'*éclateur*. (*Note du Traducteur.*)

porte quelles antennes, même si elles sont à très fort rayonnement, sans nuire par là à l'acuité de l'accord à la réception ni à la pureté du son. A ces différents avantages s'oppose cet inconvénient, que les pertes dans l'éclateur sont plus grandes qu'avec des étincelles rares, en raison de la rapidité avec laquelle se succèdent les chocs; cependant il faut considérer que le travail de désionisation pour chaque décharge est beaucoup plus faible dans le premier cas. De plus, l'accroissement de la longueur d'onde est limité, non plus à cause de la tension, mais par ce fait que, si la fréquence est faible, les différents groupes de décharges ont tendance à se recouvrir, de sorte que, si l'on ne reçoit pas les signaux Morse au tikker, mais avec un détecteur à contact, les sons sont brouillés. Cet effet est d'autant plus sensible que l'antenne est plus faiblement amortie.

II. — La réception.

A mesure que les installations d'émission se transforment, il faut naturellement que les installations de réception les suivent, le choix du détecteur d'ondes et de son montage étant déterminé par la nature des oscillations incidentes. Avec l'ancien système d'émission par étincelles, qui produit une succession lente de chocs de courant à amplitude rapidement décroissante, il y a lieu d'employer un cohéreur qui, lorsqu'il est touché par les ondes, déclenche un relais agissant sur un appareil Morse d'après le procédé bien connu. Si l'on veut se contenter de recevoir au son, on peut le faire en introduisant dans le circuit un détecteur magnétique (Marconi) ou électrolytique (Ferrié, Fessenden, Schlömilch). Le système récepteur étant mis en action par un choc, il en résulte qu'il n'y a pas un accord aigu entre les stations et que, par suite, toute perturbation étrangère peut gêner le trafic, ou même l'interrompre complètement. On a, par suite, été amené à produire à l'émission des trains d'ondes aussi peu amortis que possible, et à se servir à la réception de détecteurs d'énergie, sensibles à la valeur intégrale des oscillations incidentes. Ainsi, en établissant un couplage lâche entre l'antenne et l'indicateur, on peut éliminer de plus en plus l'action des perturbations dues à l'atmosphère ou aux stations étrangères. C'est avec des oscil-

lations entretenues qu'on arrive à ce résultat de la manière la plus parfaite : car alors il y a d'abord un temps d'accumulation, pendant lequel les amplitudes dans le système récepteur s'élèvent à une valeur assez élevée; et ce n'est qu'ensuite que l'appareil permettant de recevoir au son est mis en circuit automatiquement. On voit, d'après ce coup d'œil général, qu'on a abandonné la réception écrite primitive et que presque partout on en est venu à la réception au son. C'est aussi ce qui se passe, jusqu'à un certain point, dans la télégraphie avec fil. Cependant, dans ces derniers temps, on s'est beaucoup occupé de la construction d'appareils inscripteurs, car il faut absolument se servir d'un instrument de ce genre, si l'on veut arriver à faire de la télégraphie rapide. L'inscription photographique connue depuis longtemps, mais rarement employée, est un point de départ sur lequel pourront se baser des progrès techniques.

CHAPITRE I.

CAPACITÉS.

Les condensateurs utilisés dans la construction des postes radiotélégraphiques d'émission ou de réception diffèrent par leur capacité, par la tension qu'ils peuvent supporter, par l'importance des pertes diélectriques, des pertes par dérivation et par rayonnement sur les bords. Comme c'est la destination d'un condensateur qui doit guider dans sa construction, il y a deux sortes de condensateurs : ceux qui servent exclusivement à l'émission et ceux qui servent à la réception.

I. Les condensateurs employés pour l'émission diffèrent à leur tour par nombre de points ; tout d'abord, leur capacité peut être fixe



Fig. 2.

ou variable ; ensuite, le condensateur peut être destiné à agir sur la période du circuit oscillant, c'est-à-dire à provoquer une augmen-

tation ou une diminution de la longueur d'onde; ou bien ce peut n'être qu'un simple condensateur d'arrêt ayant pour but d'empêcher les courants continus ou les courants alternatifs de basse fréquence de pénétrer dans les circuits de haute fréquence; ou enfin la capacité peut être soit concentrée en un point, soit répartie tout le long d'un conducteur. Les figures suivantes en montrent des exemples.

La figure 2 montre une réalisation pratique d'une bouteille de Leyde, de capacité constante, constituée par deux cylindres métalliques concentriques isolés l'un de l'autre, l'espace intermédiaire étant rempli avec de l'huile de paraffine. La figure 3 reproduit

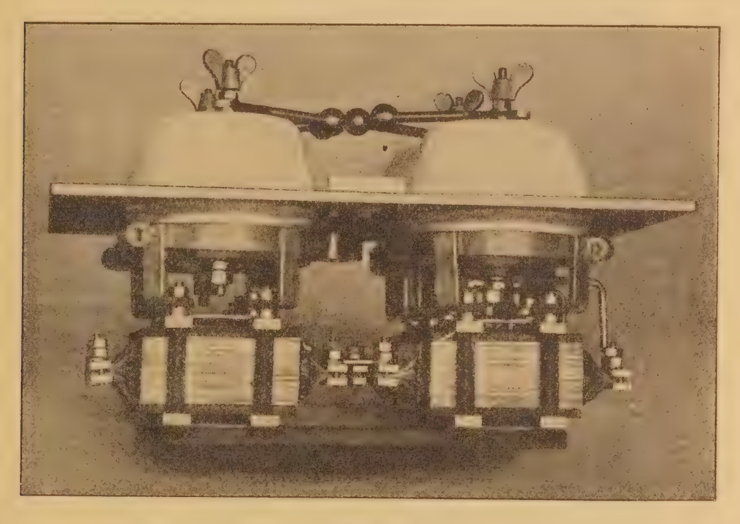


Fig. 3.

Condensateur à capacité fixe, d'après Rein, sorti de sa cuve métallique remplie d'huile (C. Lorenz A.-G., Berlin).

une autre forme qui peut servir comme condensateur d'arrêt ou comme condensateur d'un circuit d'excitation par chocs; elle montre un système de condensateurs à lames, suspendus à un couvercle métallique et pouvant être groupés en série ou en parallèle, suivant le besoin. Les figures 4 et 5 représentent deux types de condensateurs dont la capacité est variable d'une façon continue. Pour mieux utiliser l'espace dont on dispose, on y a, comme l'a proposé Marconi,

constitué le système mobile ainsi que le système fixe par deux moitiés isolées l'une de l'autre, chaque pôle du condensateur étant ainsi formé par le groupement d'une partie fixe et d'une partie mobile reliées entre elles. Pour la plus petite capacité (position 0°),

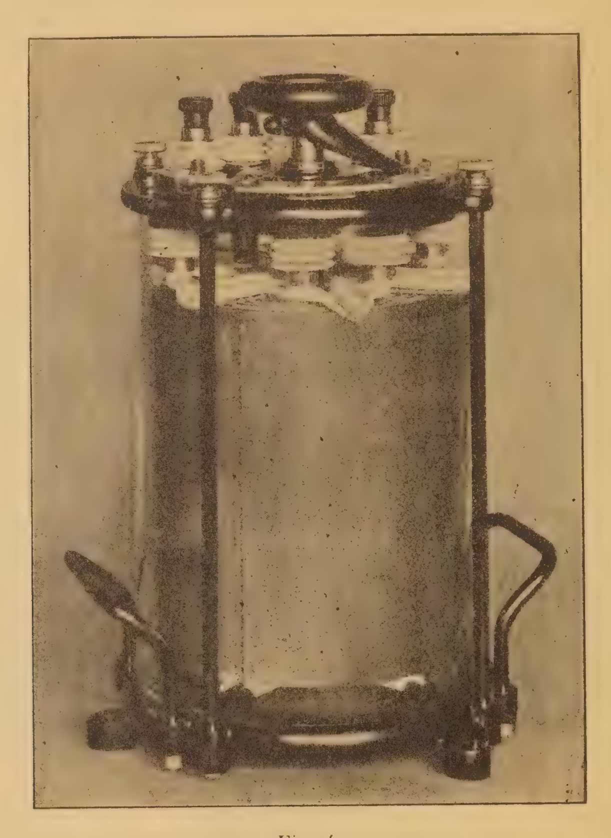


Fig. 4.

Condensateur dans l'huile à capacité variable (Emission) (Hans Boas, Elekt. Fabrik, Berlin).

les groupes de même polarité sont l'un dans l'autre, tandis que dans la position 180° (capacité maxima) les systèmes de plaques fixes et mobiles qui se trouvent en face l'un de l'autre ont des charges électriques de signes contraires. Enfin, on peut considérer, comme exemple d'un condensateur dont la capacité est à peu près unifor-

mément répartie, une antenne quelconque : la terre constitue alors l'autre armature.

Les dimensions des condensateurs d'émission sont telles qu'ils

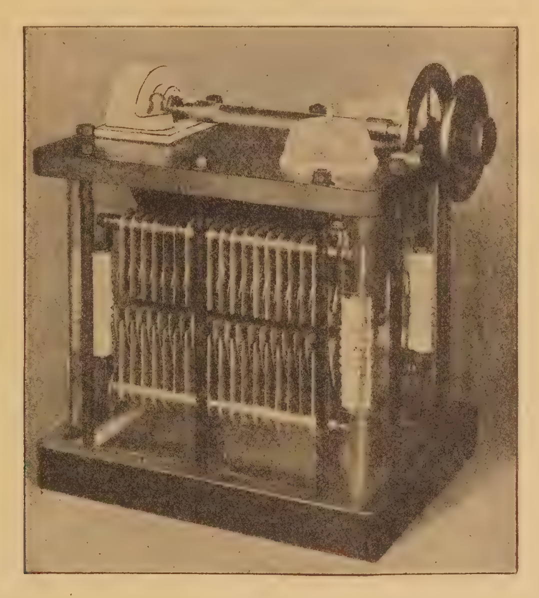


Fig. 5.

Condensateur dans l'huile à capacité variable (Emission) (C. Lorenz, A.-G. Berlin).

puissent supporter de fortes intensités de courant et que, d'autre part, leur rigidité diélectrique soit suffisante. On n'a pas à se préoccuper de cela dans la construction des condensateurs de réception.

II. Pour classer ici encore, d'après certains points de vue, les multiples condensateurs existants, on peut reprendre exactement le groupement fait pour les condensateurs d'émission. Un point est peut être particulièrement important à signaler, c'est que les appareils doivent être le plus possible exempts de fuites. Les condensateurs à rotation se prêtent particulièrement bien à l'accord des circuits oscillants, car cette condition y est facile à réaliser, même pour les types qui possèdent une capacité à variation continue. Les figures 6 à 9 représentent des dispositifs de ce genre, qui sont des perfectionnements du condensateur de Köpsel. Il faut remarquer

que les appareils représentés par les figures 6 et 7 ont leur partie

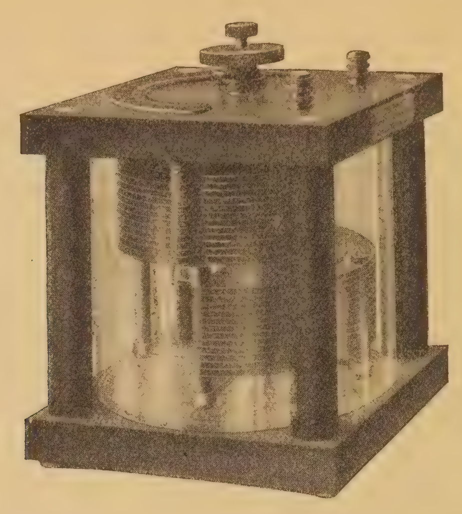


Fig. 6.

Condensateur à capacité variable, d'après Scheller (C. Lorenz, A.-G. Berlin).

mobile munie d'un collier grâce auquel, dans toute position du con-

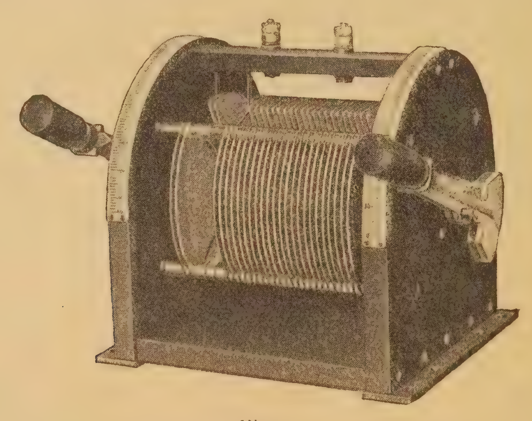


Fig. 7.

Condensateur à capacité variable : à droite premier réglage; à gauche réglage définitif (C. Lorenz, A.-G. Berlin).

densateur, on peut maintenir fixe la valeur de la capacité. Les

figures 8 et 9 représentent un dispositif dû à Seibt et caractérisé par le fait que le système mobile ainsi que le système fixe sont tirés d'un seul bloc de métal; pour une capacité donnée, ils présentent, grâce à la faible distance des lames, des dimensions extérieures excessivement réduites.

La capacité C d'un condensateur à variation continue dont les

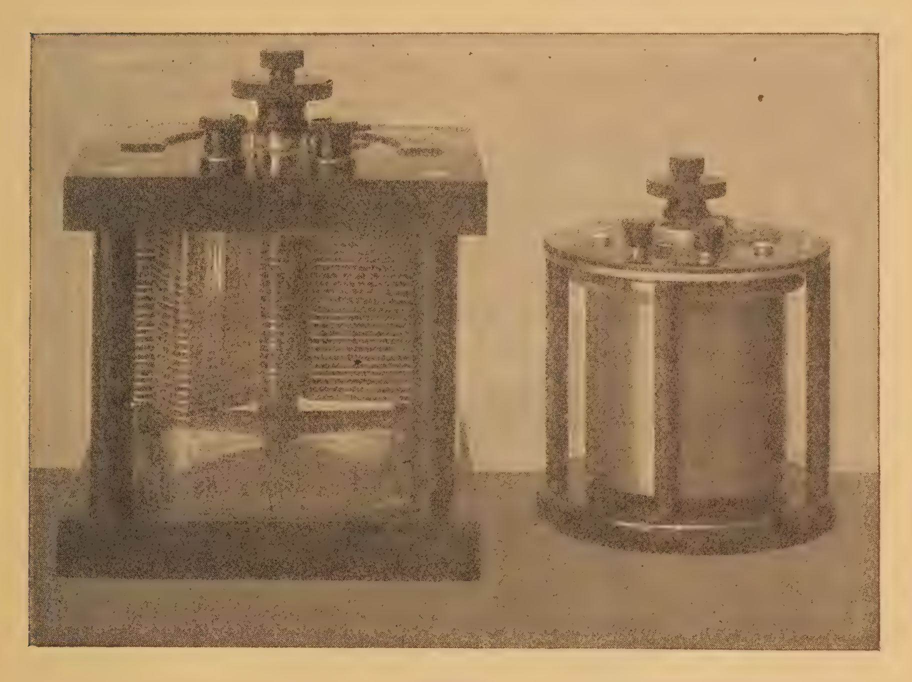


Fig. 8.

Condensateur de Seibt tiré d'une masse de métal ; comparer avec le condensateur de construction ordinaire.

lames sont taillées en forme de demi-cercles, peut se calculer avec une grande approximation, en fonction de l'angle α de la graduation en degrés, à l'aide de l'équation

$$C = f(\alpha) = a + b\alpha.$$

La courbe d'étalonnage est une droite.

Pour beaucoup de mesures, il est désirable d'avoir des condensateurs dans lesquels le taux de variation de la capacité reste constant.

Tandis que dans les types précédents les lames mobiles étaient limitées par des demi-circonférences, représentées en coordonnées polaires par

$$r_\alpha = f(\alpha) = \text{const.};$$

il faut, dans ce dernier cas, limiter ces lames par des spirales logarithmiques

$$r_\alpha = f(\alpha) = ae^\alpha,$$

si l'on veut qu'à ces angles de rotation égaux correspondent des

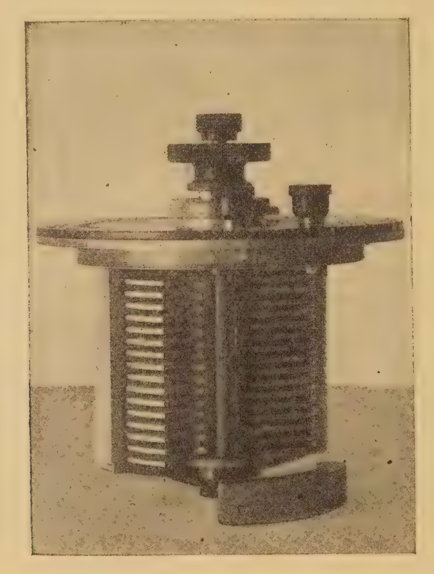


Fig. 9.

Condensateur de Seibt tiré d'une masse de métal.

variations de capacité égales. Si les bords des lames du système mobile ont la forme d'une spirale de Fermat, c'est-à-dire si r_α est donné par l'équation

$$r_\alpha = f(\alpha) = \alpha\sqrt{\alpha},$$

on obtient un condensateur qui, ainsi qu'on le verra plus loin, peut être employé avec avantage dans la construction des ondemètres.

Les méthodes de mesures décrites dans ce Chapitre ne s'appliquent pas seulement aux condensateurs dont les formes sont

données par les figures 2 à 9. Elles peuvent également servir à mesurer la capacité propre des appareils les plus différents, grandeur dont la connaissance est très importante pour l'explication de nombreux phénomènes. Il faut alors ajouter aux deux groupes de condensateurs qu'on a déjà vus un troisième groupe.

III. Ce groupe comprend tous les appareils qui possèdent une capacité propre. Citons entre autres :

a. Toutes sortes de bobines de haute fréquence et de bobines de réaction, de variomètres et de transformateurs;

b. Les connexions, l'ensemble des dispositifs de montage;

c. Certaines espèces de détecteurs (par exemple les cohéreurs, les tubes à gaz luminescents, les détecteurs à contact);

d. Isolateurs de guidage ou de traversée, isolateurs d'antenne, isolateurs de suspension.

Pratiquement, on peut mesurer les capacités par deux méthodes :

α. On compare directement une capacité inconnue C_x avec une capacité étalon C_n (méthode directe);

β. On calcule la capacité d'après des grandeurs électriques qu'on a mesurées : intensité, tension, fréquence, etc. (méthode indirecte).

La comparaison de deux condensateurs peut se faire en basse fréquence ou en haute fréquence; sous basse tension ou sous haute tension; au pont (méthode du zéro) ou en se servant de deux circuits oscillants (méthode de résonance). On choisira la méthode d'après la grandeur et la destination du condensateur.

1. Étalonnage au pont d'un condensateur variable, en basse fréquence et sous basse tension. — Le montage des appareils ressort

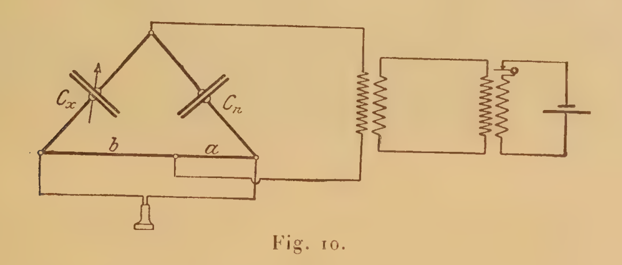


Fig. 10.

de la figure 10. Pour élever la tension aux bornes des condensateurs, il est souvent bon d'intercaler un transformateur entre le ronfleur

et le pont. Pour obtenir au téléphone un minimum bien marqué, il est nécessaire d'employer un pont très résistant, dénué autant que possible de self-induction et de capacité (*fig.* 11). L'oreille étant

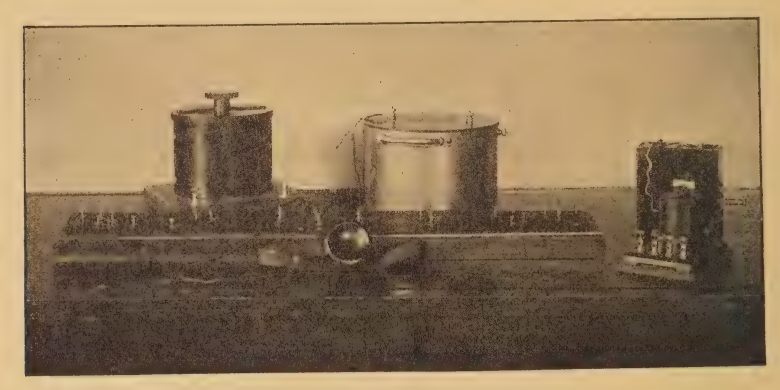


Fig. 11.

Pont pour la mesure des capacités (Radiotelegraphisches Praktikum der Techn. Hochschule Darmstadt.

particulièrement sensible aux sons musicaux purs, on aura avantage à prendre comme interrupteur un ronfleur musical (*fig.* 12). On

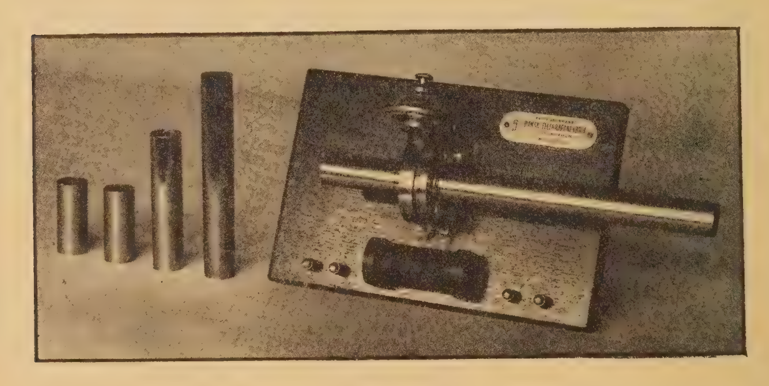


Fig. 12.

Ronfleur microphonique de Larsen (Dänische Telegraphenfabrik A.-G., Copenhague).

cherche le point pour lequel le son du ronfleur disparaît dans le téléphone, et l'on tire alors la capacité statique du condensateur de

la relation

$$C_x = \frac{a}{b} C_n = f \text{ (division de la graduation du condensateur).}$$

On peut utiliser la même méthode pour évaluer la capacité d'une antenne, on mesure alors :

a. La capacité de l'antenne par rapport à la terre $= C_{ae}$;

b. La capacité du contrepoids par rapport à la terre $= C_{ge}$;

c. La capacité de l'antenne par rapport au contrepoids $= C_{ag}$; d'où

$$C_A = C_{ag} + \frac{C_{ae} C_{ge}}{C_{ae} + C_{ge}}.$$

Cette équation vient de ce que les lignes de force électrique vont d'une part directement au contrepoids (capacité C_{ag}), d'autre part au sol et de là au contrepoids (capacités C_{ae} et C_{ge} en série). Si donc, pour une antenne donnée, on éloigne de plus en plus du sol les fils du contrepoids, leur capacité C_{ge} par rapport à la terre décroît constamment, tandis que la valeur de C_{ag} doit croître puisque ces fils se rapprochent de l'antenne proprement dite. Par suite, la capacité C_A mesurée, pour chaque position, à l'aide du montage précédent, présentera un minimum pour une certaine disposition des fils. Cependant ce minimum n'est pas bien net. Bien qu'on estime souvent nécessaire de disposer les fils de l'antenne et du contrepoids de manière que leur capacité soit minima, on peut cependant considérer que ce point n'est pas essentiel pour la meilleure constitution de l'installation. D'ailleurs la capacité d'une installation équipée avec un contrepoids (poste mobile, par exemple) est exposée à des variations continuelles, suivant l'état de l'atmosphère et la profondeur de la couche d'eau souterraine. Ainsi, après une période de froid, la couche supérieure du sol constitue un isolant relativement bon, tandis qu'après de longues périodes de pluie, la surface de la terre doit être considérée elle-même comme conductrice.

2. **Mesure au pont de la capacité des bouteilles de Leyde, en haute fréquence et sous haute tension.** — En choisissant convenablement la période de l'alternateur et en réglant la bobine de réaction inter-

calée dans le circuit primaire, on met le transformateur en résonance avec la capacité $(C_n + C_x)$ sur laquelle il débite (*fig.* 13).

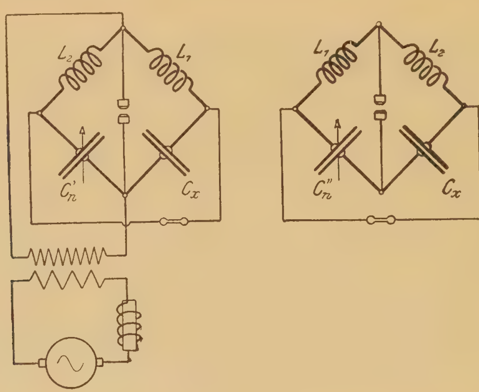


Fig. 13.

Le tube de Geissler cesse de s'illuminer pour une capacité C'_n dans le premier montage, pour C''_n dans le second. La capacité cherchée C_x de la bouteille se calcule alors de la manière suivante :

$$C_x = C'_n \frac{L_2}{L_1},$$

$$C_x = C''_n \frac{L_1}{L_2},$$

d'où

$$C_x = \sqrt{C'_n C''_n}.$$

On règle la tension à la grandeur voulue en donnant à l'étincelle une longueur convenable.

3. **Étalonnage d'un condensateur variable en haute fréquence et sous basse tension, par la méthode de résonance.** — Alors que dans le montage précédent on doit regarder le champ électrostatique du condensateur qui se décharge comme la source d'énergie des courants de haute fréquence, dans le montage de la figure 14, c'est le champ magnétique de la bobine du circuit I qui donne naissance au phénomène oscillatoire. On règle d'abord la tension aux bornes du détecteur électrolytique de manière à percevoir dans le téléphone un léger bruissement. Puis, le couplage des circuits I et II

étant lâche, on accorde le circuit II sur le circuit I à l'aide du condensateur variable étalon C_n. La position de résonance correspond à l'intensité maxima du son dans le téléphone. Si l'on recommence

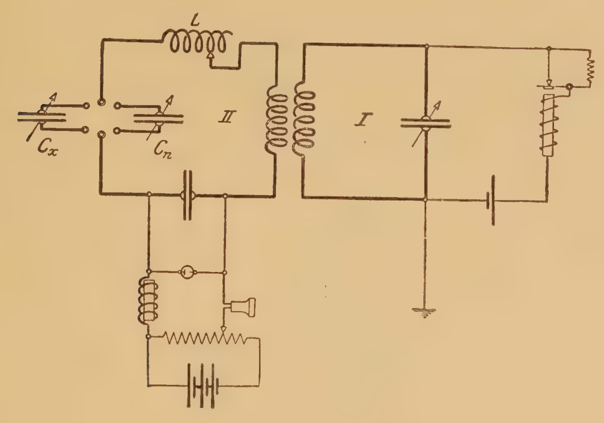


Fig. 14.

la mesure en se servant du condensateur C_x, on a étalonné un point puisque

$$C_x = C_n.$$

En changeant le nombre de spires de la bobine L et en réglant de nouveau C_n et C_x, on peut construire la courbe d'étalonnage

$$C_x = f\,(\text{division de la graduation du condensateur}).$$

On a supposé jusqu'ici que les deux capacités C_n et C_x sont à peu près du même ordre de grandeur. Si le condensateur étalon est notablement plus grand, on fait d'abord le réglage avec C'_n, puis avec C_x et C''_n en parallèle, et l'on obtient (*fig.* 15)

$$C'_n = C_x + C''_n,$$

d'où

$$C_x = C'_n - C''_n.$$

Comme indicateur, on emploie ici un détecteur à contact dont la sensibilité peut, le cas échéant, être notablement augmentée par

l'adjonction d'une force électromotrice auxiliaire. Si l'on veut mesurer de grandes capacités avec un étalon de petite capacité, on

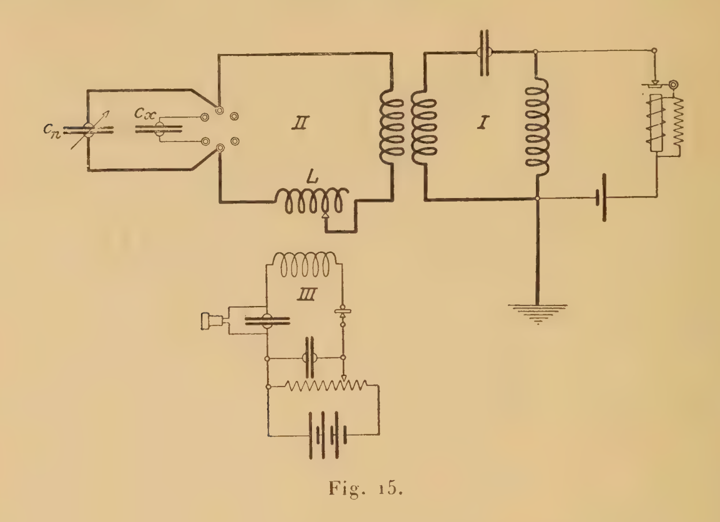


Fig. 15.

amène d'abord (*fig.* 16) les circuits I et II à la résonance par variation de C_n (on lit C'_n); puis on monte la capacité à mesurer C_x en

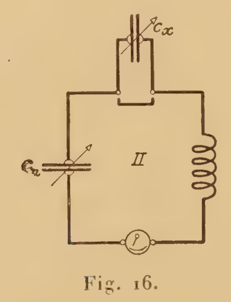


Fig. 16.

série avec l'étalon et l'on augmente la capacité de celui-ci jusqu'à ce que l'ampèremètre indique un maximum (on lit alors C''_n).

On a

$$C'_n = \frac{C_x C''_n}{C_x + C''_n},$$

d'où

$$C_x = \frac{C'_n C''_n}{C''_n - C'_n}.$$

Enfin, ce procédé de comparaison par résonance peut, comme l'a proposé Seibt, être transformé en une méthode de zéro qui permet un réglage particulièrement précis. La mesure repose sur le montage de la figure 17. Deux bobines L_1 et L_2, de même self et de même résistance, sont enroulées sur un même cylindre isolant de manière que, montées en série, elles produisent des champs magnétiques de sens opposés. Une troisième bobine L_3, portée également par le cylindre, peut être placée en un point tel que les forces électromotrices qui y sont induites se compensent exactement. Ce

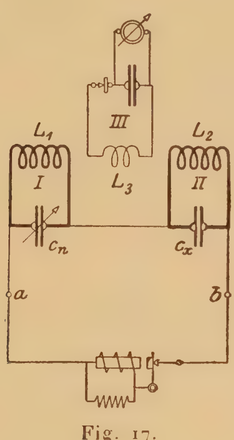


Fig. 17.

point est facile à déterminer : on enlève d'abord les condensateurs C_n et C_x, indiqués sur la figure, et l'on monte un condensateur entre les points a et b ; les oscillations du circuit ainsi constitué, qui sont faiblement amorties, agissent sur le circuit apériodique du détecteur; on déplace alors ce dernier circuit jusqu'à ce qu'il n'y ait plus de courant au galvanomètre. Si ensuite, reprenant le montage de la figure 17, on fait varier la capacité du condensateur étalon jusqu'à ce que la déviation du galvanomètre s'annule de nouveau, on a

$$\lambda = 2\pi\sqrt{L_1 C_n} = 2\pi\sqrt{L_2 C_x},$$

d'où

$$C_x = C_n.$$

Si les selfs L_1 et L_2 ne sont pas absolument identiques, elles ne

disparaissent pas de l'équation finale. On répète alors la mesure en interchangeant les condensateurs. Soit C'_n la capacité lue au condensateur étalon pour le premier réglage, C''_n pour le second; on obtient la valeur cherchée C_x par

$$C_x = \sqrt{C'_n C''_n}.$$

Cette méthode permet également, en prenant de fortes valeurs pour L_1 et L_2, de mesurer des capacités d'antennes.

4. **Mesure de la capacité des condensateurs pour hautes tensions, en haute fréquence et sous haute tension, par la méthode de résonance.** — La mesure de la capacité d'une bouteille par le procédé 2 repose sur une méthode de zéro. Ici, on emploie une méthode de maximum. On règle encore la fréquence de l'alternateur, ainsi que la self primaire L et la capacité C, de manière que le transformateur fonctionne en résonance (*fig.* 18). L'accord du circuit II avec le

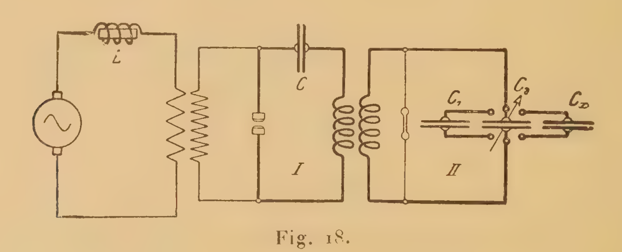


Fig. 18.

circuit excitateur I se fait à l'aide des condensateurs C_1 et C'_2 dont les capacités sont connues. Puis on remplace C_1 par C_x et le tube à vide s'illumine pour une nouvelle valeur C''_2; on a alors

$$C_x = C_1 + C'_2 - C''_2.$$

On obtient un réglage particulièrement précis en remplaçant l'éclateur ordinaire par un éclateur à excitation par choc, ou en excitant le circuit primaire I à l'aide d'un générateur à arc.

5. **Mesure de la capacité des batteries de condensateurs, en basse fréquence et sous haute tension, par la méthode indirecte.** — Ce procédé convient surtout pour évaluer la capacité des grands con-

densateurs pour hautes tensions, tels que ceux dont on se sert dans les circuits de résonance des alternateurs à haute fréquence, dans les circuits de choc, ou comme condensateurs d'arrêt. Le transformateur fonctionne en résonance avec la fréquence ν de l'alterna-

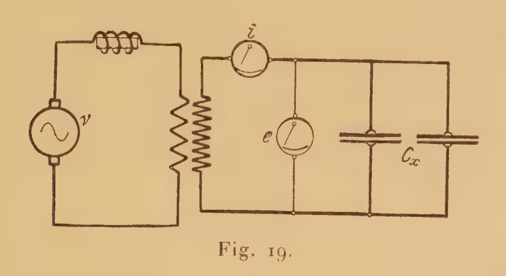


Fig. 19.

teur (*fig.* 19). On lit i à l'ampèremètre thermique, e à l'électromètre de haute tension. On en déduit la capacité cherchée

$$C_x = \frac{i}{2\pi\nu e} \text{ farad} \qquad (1 \text{ farad} = 9.10^{11} \text{ cm}).$$

6. **Mesure des capacités à l'aide de générateurs de haute fréquence** (arc de Duddell, lampes Telefunken, générateur Poulsen). —

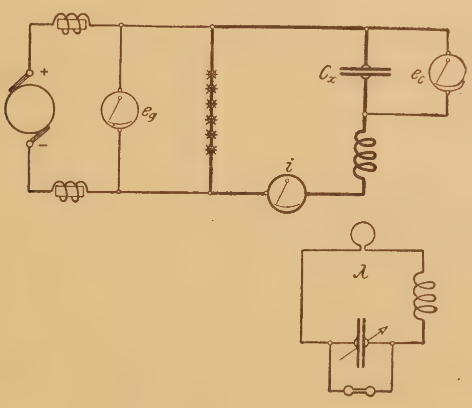


Fig. 20.

L'évaluation de petites capacités dans le montage précédent se heurte à de grande difficultés, parce qu'il n'y a pas d'ampèremètres commodes indiquant directement les petites intensités de courant alter-

natif. On est donc forcé d'employer des fréquences élevées, telles que celles que donnent un alternateur à haute fréquence ou un circuit oscillant fermé sur un arc à courant continu.

Soit e_c la tension alternative aux bornes du condensateur C_x; on obtient la capacitée cherchée, après avoir mesuré l'intensité i et la longueur d'onde λ par

$$C_x^{cm} = \frac{30}{2\pi} \frac{i\lambda^{cm}}{e_c} = 477,5 \frac{i\lambda^{m}}{e_c}.$$

Cette égalité n'est qu'une transformation de la relation connue

$$e_c = iw_c = \frac{i}{2\pi\nu C}.$$

Si l'on dispose d'un condensateur étalon de capacité convenable C_n,

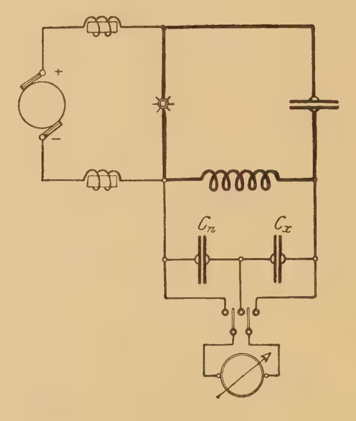


Fig. 21.

on arrive rapidement au résultat, à l'aide du montage de comparaison de la figure 21,

$$C_x = C_n \frac{e_n}{e_x}.$$

La signification des symboles est indiquée sur la figure.

7. **Mesure de la capacité des bobines, en haute fréquence et sous basse tension.** — Les bobines de haute fréquence, utilisées à l'émission et à la réception, possèdent, outre leur self-induction, une capacité répartie dont l'influence est d'autant plus sensible que le

nombre des couches est plus grand et que les points entre lesquels il y a de grandes différences de potentiel sont plus rapprochés. Si alors on constitue des circuits oscillants avec des bobines de ce genre et de faibles capacités (ce qui arrive par exemple quand on les monte dans une antenne de faible capacité propre), le courant n'est plus quasi stationnaire, car, par suite de la capacité des bobines, il se développe des courants parasites qui ne sont plus négligeables vis-à-vis du courant du circuit oscillant. Ces phénomènes influent aussi bien sur la longueur d'onde que sur l'amortissement

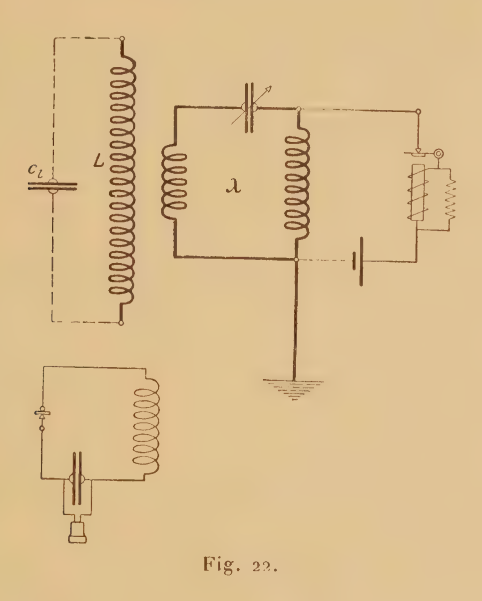


Fig. 22.

du circuit total : ce fait est surtout gênant à la réception, où il empêche d'obtenir la pureté de l'accord. Cela est encore vrai pour toutes les bobines de réaction qui, à l'émission ou à la réception, ont pour but d'empêcher les courants de haute fréquence de se dériver dans les autres circuits. Dès que, par suite d'une construction défectueuse, leur capacité propre devient relativement grande, elles ne sont plus en état de rendre effectivement les services qu'on attend d'elles, car les oscillations de haute fréquence n'éprouvent, dans la dérivation constituée par cette capacité, qu'une faible résistance et peuvent ainsi pénétrer dans le circuit qu'on voulait leur interdire.

Pour se faire une idée de la grandeur de la capacité répartie dans une bobine, on peut remplacer, par la pensée, cette bobine par une self L, dénuée de capacité, montée en parallèle avec un condensateur de capacité C_l. Le système possède, dès lors, une onde propre de longueur λ^{cm} qui peut se mesurer à l'aide du montage de la figure 22. Si, d'autre part, on mesure au pont la self L de la bobine considérée, on peut calculer la capacité équivalente C_l

$$C_l^{cm} \cong = \frac{\lambda^{2cm}}{4\pi^2 L^{cm}}.$$

Donnons les moyens qui permettent d'éviter les effets nuisibles dus aux oscillations parasites des bobines. Comme ces effets sont d'autant plus sensibles que les périodes propres du circuit excitateur et de la bobine qui se comporte comme un résonnateur sont plus voisines, il importe, avant tout, d'exclure toute possibilité de résonance. Pour cela, on peut par exemple :

a. Pratiquer des coupures dans la bobine pour la diviser en de nombreux éléments séparés par des commutateurs bipolaires;

b. Allonger l'onde propre de la bobine en montant en parallèle avec elle un condensateur convenablement réglé;

c. Produire le désaccord au moyen de bobines de self montées en parallèle.

8. **Mesure de la capacité des connexions, des résistances, des détecteurs et des isolateurs.** — Il s'agit ici, comme dans la mesure précédente, d'évaluer des capacités relativement petites, mais qui, dans l'ensemble d'une installation radiotélégraphique, peuvent prendre une grande importance. Il importe de connaître la grandeur de ces capacités, en particulier pour les raisons suivantes : d'abord pour savoir si elles influent sur les oscillations du circuit, et dans quelle mesure; ensuite pour calculer la valeur de la dérivation nuisible à travers ces capacités; enfin, pour se rendre compte de l'accroissement qui en résulte pour le décrément d'amortissement.

Ces capacités supplémentaires peuvent être dues à des connexions particulières, aux cordons des téléphones, ou à des appareils auxiliaires, relais, appareils inscripteurs, sources de courant ou autres. Il est facile, en disposant convenablement les divers éléments du

montage, d'empêcher qu'elles influent sur les longueurs d'onde : il suffit de les shunter par de forts condensateurs pour qu'elles ne puissent plus désaccorder les circuits. D'autre part, on s'efforce d'éloigner autant que possible les conducteurs entre lesquels il y a de grandes différences de potentiel, et d'éviter soigneusement toute masse métallique inutile. Il faut aussi constituer d'une manière spéciale les résistances ohmiques qu'on intercale dans les dispositifs de transmission ou de réception et qui ont pour but, soit de diminuer l'énergie émise, soit de protéger les appareils récepteurs contre une action trop violente des ondes incidentes.

La mesure des petites capacités de ce genre peut s'effectuer en faisant agir un oscillateur parcouru par des ondes entretenues sur un résonnateur constitué par une self et un petit condensateur variable étalonné. Comme indicateur, le mieux est d'employer un thermoélément sensible sur lequel le circuit II agit par induction (*fig.* 23). Les deux circuits, faiblement couplés, sont d'abord

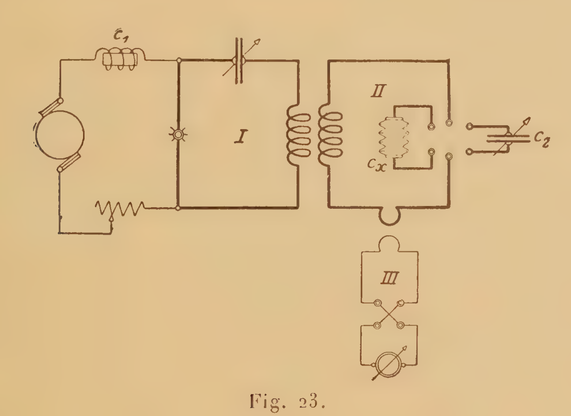


Fig. 23.

accordés à l'aide du condensateur primaire. Puis, dans le secondaire, on remplace la capacité inconnue (dans la figure, c'est un isolateur) par le condensateur C_2 avec lequel on rétablit la résonance sur l'onde primaire. La résonance est indiquée par le maximum de déviation du galvanomètre. La capacité cherchée C_x de l'isolateur est alors égale à celle C_2 du condensateur.

Cette méthode s'étend sans difficulté à l'étude d'autres appareils : cohéreurs, tubes à luminescence, cordons téléphoniques, résistances, soupapes électriques, etc.

9. **Mesure des constantes diélectriques pour les solides et les liquides.** (Facteur de fréquence.) — Pour se rendre compte si un isolant est bon pour la construction d'appareils de haute fréquence, il faut mesurer les grandeurs suivantes :

a. Constante diélectrique ε (pouvoir inducteur spécifique);

b. Pertes diélectriques (résistance w équivalente aux pertes);

c. Aptitude à s'opposer à la décharge par effluves et à la décharge disruptive (rigidité diélectrique) :

Plus la constante diélectrique est petite, plus les pertes dans le diélectrique sont faibles et plus grande est la rigidité, évidemment meilleur est le corps comme isolant en haute fréquence. En outre, pour qu'on puisse s'en servir partout, il faut qu'il possède une parfaite homogénéité de constitution, qu'il soit dénué de toute propriété hygroscopique, et qu'il se laisse facilement travailler.

Il ne sera question ici que de la mesure des constantes diélectriques. Les méthodes qui permettent d'évaluer les autres grandeurs seront traitées plus loin.

L'évaluation de ε pour un isolant donné ressort en dernière analyse d'une double mesure de capacité : on cherche la capacité d'un même système d'armatures d'abord dans l'air, puis après introduction du corps à étudier. S'il s'agit d'un isolant liquide, tout condensateur à air peut servir pour cela. Mais pour l'étude des diélectriques solides, il faut utiliser deux plans dont la distance peut être réglée à l'aide d'une vis micrométrique très fine.

Pour la mesure de la capacité elle-même, on peut reprendre les méthodes décrites plus haut. Les deux mesures effectuées, on a la constante diélectrique par

$$\varepsilon = \frac{C_2}{C_1}.$$

Avec le montage de la figure 24, on ramène la mesure de la constante diélectrique à celle de deux longueurs d'onde, d'où

$$\left(\frac{\lambda_2}{\lambda_1}\right)^2 = \frac{C_2}{C_1} = \varepsilon.$$

En mesurant ε de cette manière, on peut se rendre compte si la constante diélectrique dépend ou non de la fréquence.

Si l'on évalue au pont (méthode 1) la capacité statique C_g d'un

condensateur, et si d'autre part on mesure, par une des méthodes précédentes, la capacité effective C pour une longueur d'onde donnée, on obtient le facteur de fréquence en faisant le quotient des deux résultats :

$$\frac{C_g}{C} = f\,(\text{longueur d'onde}).$$

Pour pousser l'étude plus loin, il resterait à déterminer si la valeur

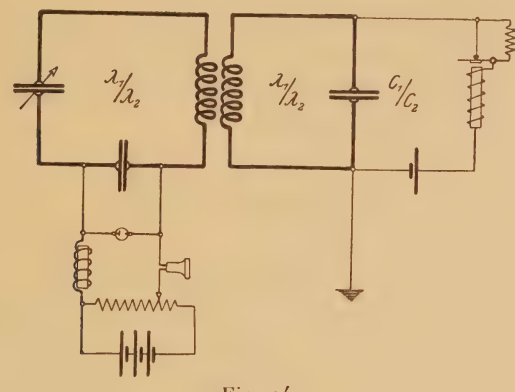


Fig. 24.

de la constante diélectrique dépend du courant débité sur le condensateur, et quelles sont les modifications que font subir au corps la température et la durée du débit.

Remarques. — Nous ferons, pour finir, une série de remarques qui peuvent être utiles pour traiter différents problèmes.

a. Les grandes batteries, obtenues en montant en parallèle plusieurs condensateurs, ont une capacité résultante qui est la somme des différentes capacités

$$C = C_1 + C_2 + \ldots + C_n.$$

Pour obtenir de petites capacités, ou pour réduire la tension imposée à chaque condensateur, on monte les condensateurs en série. La capacité du système est alors donnée par

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \ldots + \frac{1}{C_n}.$$

b. Quand on mesure des capacités inconnues, il est toujours bon de vérifier le résultat en calculant la capacité d'après les dimensions extérieures du condensateur. Dans le cas le plus simple, de deux plans de surface F situés à une distance δ l'un de l'autre, on a approximativement

$$C^{cm} = \frac{\varepsilon F^{cm^2}}{4\pi\delta^{cm}},$$

ε étant la constante diélectrique de l'isolant employé.

c. Dans l'explication physique de nombreux phénomènes, il est utile de considérer la capacité d'un condensateur au point de vue de la résistance qu'elle représente. La valeur en ohms w_c de cette résistance au courant alternatif est

$$w_c^{\Omega} = \frac{1}{2\pi\nu\, C^{\text{farad}}} = 477,5\,\frac{\lambda^{m}}{C^{cm}}$$

(voir *Pl. I*).

Si l'on se reporte aux montages des condensateurs indiqués ci-dessus, on voit que le montage en parallèle a pour effet de diminuer la résistance résultante, tandis que dans le montage en série les résistances s'ajoutent. Naturellement, les deux cas peuvent se trouver combinés de toutes les façons possibles.

d. Un troisième dispositif, qu'on rencontre souvent, consiste

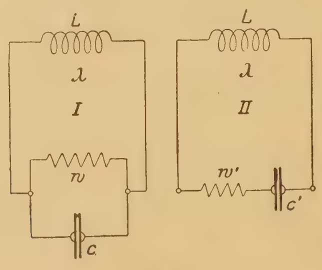


Fig. 25.

dans le montage en parallèle d'une résistance w et d'un condensateur C (*fig*. 25). On verra plus loin qu'on modifie ainsi l'amortissement du circuit oscillant; mais il se produit en outre une modification apparente de la capacité du condensateur. Cela résulte des équations suivantes.

Si l'on mesure la longueur d'onde du circuit I et si l'on calcule sa capacité par l'équation

$$\lambda = 2\pi\sqrt{L^{cm}C^{cm}},$$

on obtient une valeur C′ (*fig.* 25, II), qui, ne possédant pas de résistance en parallèle, diffère de C. Le montage en parallèle d'un condensateur et d'une résistance est remplacé en apparence par un montage en série dans lequel

$$C' = C + \frac{C}{(2\pi\nu)^2 C^2 + w^2}.$$

Si l'on introduit la résistance de capacité

$$w_c = \frac{1}{2\pi\nu C},$$

il vient

$$w'_c = w_c \frac{w^2}{w^2 + w_c^2}$$

(voir *Pl. II* : $w'_c = w_1$, $w_c = w_2$, $w = w_3$).

Si donc on shunte un condensateur par une résistance, la capacité de ce condensateur subit de ce fait un accroissement apparent, variable avec l'oscillation qui parcourt le circuit. Cela est à considérer dans un grand nombre de cas, où l'on monte en parallèle des indicateurs, qui présentent une certaine résistance ohmique, et un condensateur : c'est ce qui arrive, par exemple, dans des ondemètres, dans des montages de réception ou de mesures, etc.

Ce qui vient d'être dit pour la capacité vaut pour la résistance. Bien que ce sujet ne doive être traité que plus loin, les relations qui s'y rapportent peuvent trouver place ici. La résistance w montée en parallèle (*fig.* 25, I) équivaut à une résistance w' montée en série qu'on en déduit (*fig.* 25, II) par

$$w' = \frac{w}{1 + (2\pi\nu)^2 C^2 w^2},$$

ou, en introduisant la résistance de capacité w_c,

$$w' = w \frac{w_c^2}{w^2 + w_c^2}$$

(voir *Pl. II* : $w' = w_1$, $w = w_2$, $w_c = w_3$).

Si donc on shunte une résistance w par un condensateur C, on diminue la résistance effective du circuit. Cette diminution apparente peut être utilisée avantageusement quand on a à établir des circuits à faible amortissement.

e. Quand on évalue les capacités des condensateurs, il faut considérer en outre qu'il n'intervient pas seulement la capacité entre les deux armatures, mais aussi la capacité entre ces deux armatures et le sol ou les conducteurs voisins. Cependant, il est toujours possible, à l'aide des trois mesures suivantes, de séparer des autres la véritable capacité. Soient C_{12} la capacité entre les deux armatures, C_{10} et C_{20} les capacités entre ces armatures et le sol. Leurs valeurs s'obtiennent de la manière suivante :

Si l'on relie l'armature 2 à la terre, on mesure

$$\alpha = C_{12} + C_{10};$$

Si l'on relie l'armature 1 à la terre,

$$\beta = C_{12} + C_{20};$$

Si l'on relie les deux armatures entre elles,

$$\gamma = C_{10} + C_{20}.$$

De ces trois équations on déduit non seulement les trois termes C, mais aussi la capacité effective du condensateur

$$C = C_{12} + \frac{C_{10}C_{20}}{C_{10} + C_{20}}.$$

f. Dans le choix d'une des méthodes de mesure décrites dans ce Chapitre pour l'évaluation de la capacité d'un condensateur, il faut, dans chaque cas, rechercher l'influence que peuvent avoir sur l'exactitude du résultat final la capacité et la self des connexions et des appareils de mesure, ainsi que la self-induction du condensateur étudié lui-même.

CHAPITRE II.

SELF-INDUCTIONS. COEFFICIENTS D'INDUCTION MUTUELLE. FACTEURS DE COUPLAGE.

Dans l'établissement des installations d'émission ou de réception de télégraphie sans fil, les bobines de self sont, avec les condensateurs, les éléments de construction les plus importants. Les conditions qui leur sont imposées sont de posséder de forts coefficients de self-induction, en même temps que de petites dimen-

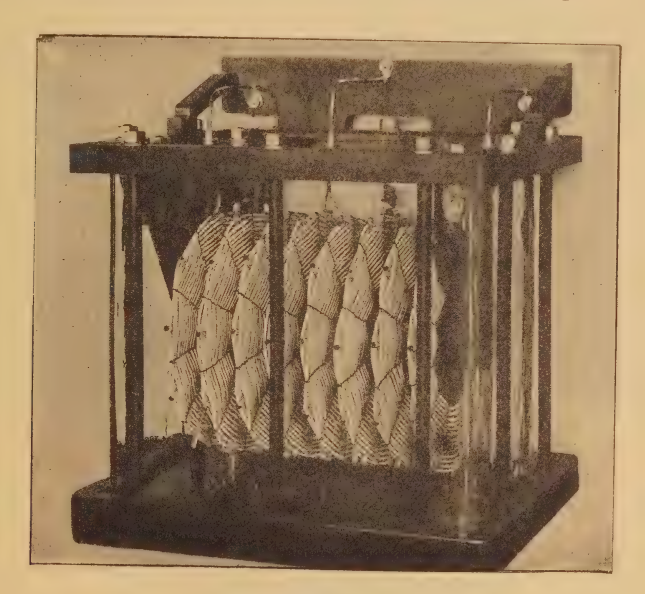


Fig. 26.

Self d'émission avec prises de contacts par fiches d'après Scheller et Rein (C. Lorenz A.-G., Berlin).

sions extérieures, de faibles résistances et de faibles capacités propres. Elles ont suscité un grand nombre de réalisations, dont

les figures 26 à 28 montrent quelques formes caractéristiques. Pour avoir des selfs fractionnées, le procédé le plus répandu consiste à

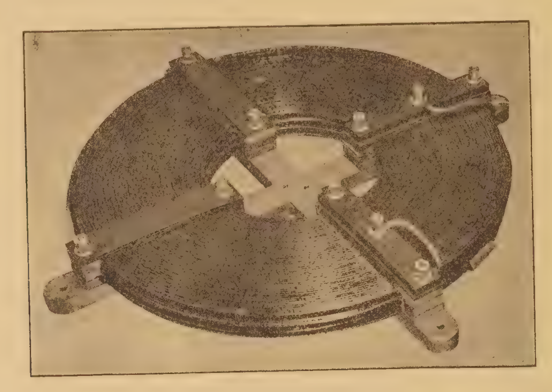


Fig. 27.

Self pour l'émission (C. Lorenz A.-G., Berlin).

grouper un certain nombre de bobines plates ou cylindriques. On peut prendre également des bobines coniques (*fig.* 28). Tous ces

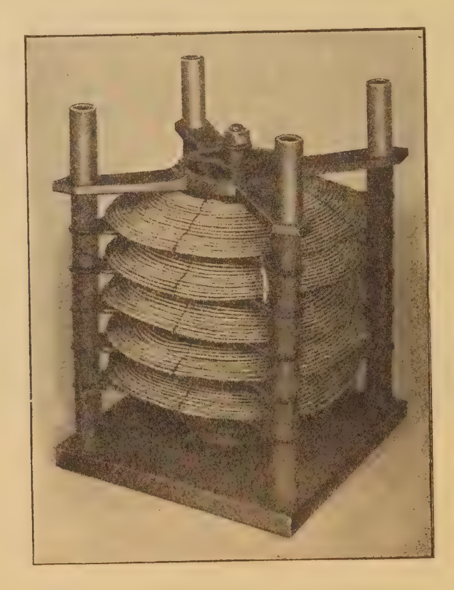


Fig. 28.

Bobine à enroulement coniques sortie de l'huile (C. Lorenz A.-C., Berlin).

appareils peuvent comporter une ou plusieurs couches de fil : dans ce dernier cas, on emploie presque toujours, pour réduire l'effet de capacité entre couches voisines, un enroulement étagé. Pour amé-

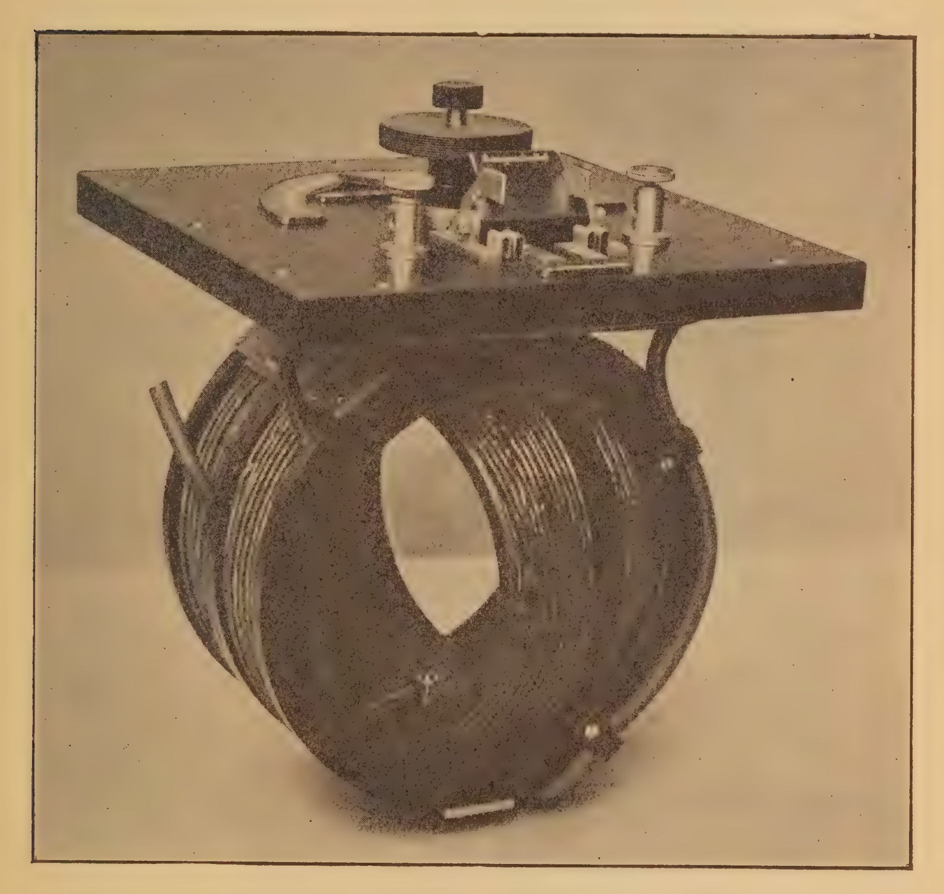


Fig. 29.

Bobine sphérique d'Ayrton et Perry (Réception) (C. Lorenz A.-G., Berlin).

liorer l'isolement, on mettra les bobines dans un récipient contenant un gaz comprimé, ou bien on les noiera dans de l'huile ou de la paraffine. Dans beaucoup de cas, les fils employés sont assez rigides pour que la bobine se tienne d'elle-même, comme dans la figure 28.

Avec toutes ces formes, on peut faire varier la self-induction de

deux manières : on peut obtenir une variation par bonds en mettant des spires en circuit ou hors circuit; une variation continue en allongeant ou en raccourcissant d'une façon continue le fil de la bobine, ou encore en déplaçant les uns par rapport aux autres des enroulements, qui peuvent être montés de manière à agir dans le même sens ou en sens contraire. Ces appareils très employés, qu'on appelle des *variomètres*, ont reçu un grand nombre de

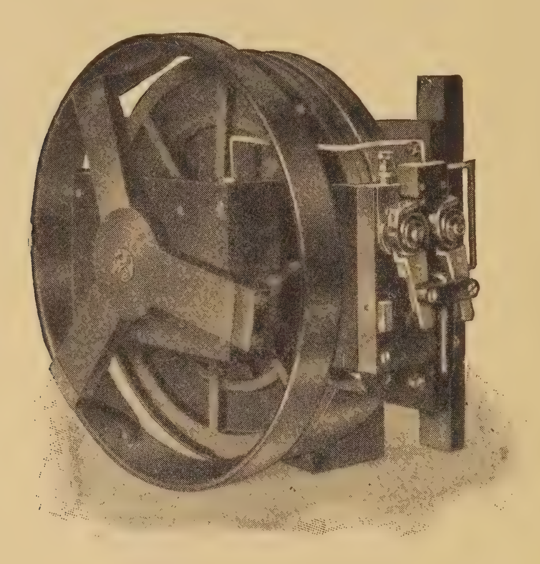


Fig. 30.

Variomètre de Rendahl (Émission) (Gesellschaft f. draht. Telegr. m. b. H., Berlin).

formes. Les plus répandus sont le variomètre sphérique (Ayrton et Perry), le variomètre à bobines plates (Rendahl) et le variomètre cylindrique (Adelmann). La figure 31 représente un variomètre imaginé par l'auteur de cet Ouvrage, pour les forts courants et les hautes tensions, dans lequel on a utilisé un enroulement cylindrique. D'ailleurs, au lieu d'employer, comme dans les trois types précédents, la rotation des bobines l'une par rapport à l'autre, on se sert fréquemment aussi d'un déplacement des bobines parallèlement ou normalement à leur axe. Souvent encore ces deux mouvements sont composés, et l'on peut utiliser plusieurs paires de

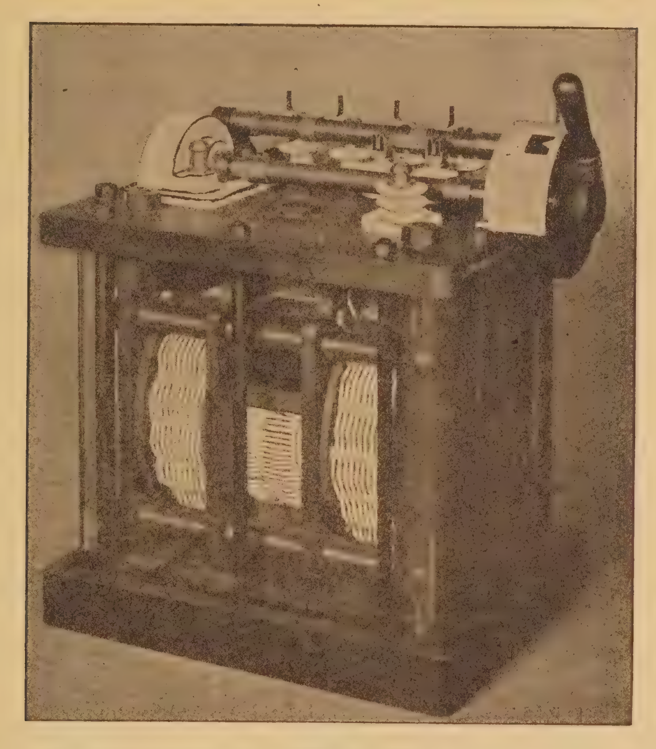


Fig. 31.

Variomètre dans l'huile pour fortes intensités d'après Rein (C. Lorenz A.-G., Berlin).

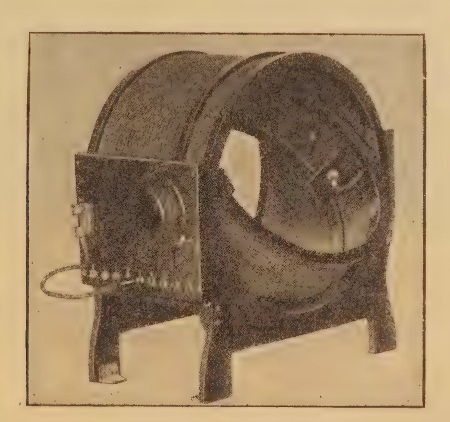


Fig. 32.

Variomètre pour l'émission (Telephon-Fabrik A.-G. J. Berliner, Vienne).

bobines montées en série ou en parallèle. Quelle que soit la solution adoptée, il sera toujours plus avantageux, si l'on veut obtenir de grandes variations, de monter en série plusieurs petits variomètres, que d'avoir avec un seul la plus grande self dont on ait besoin.

Pour mesurer les coefficients de self-induction, on peut, en principe, employer les mêmes méthodes que pour les capacités, à condition toutefois qu'il n'intervienne ni coefficient d'induction mutuelle, ni facteur de couplage. D'ailleurs, l'expression du coefficient de self-induction se compose de deux termes, dont l'un représente le champ magnétique pour l'unité de courant à l'extérieur du conducteur, et l'autre à l'intérieur de ce conducteur. Il en résulte que ce coefficient dépend de la fréquence, et il faudra, dans chaque cas, se rendre compte de cette influence. D'une façon générale, la self décroît avec la période.

1. **Mesure au pont de la self d'une bobine en basse fréquence et sous basse tension.** — Le pont à téléphone ordinaire reste en haute fréquence un très bon instrument de mesure; il permet d'apprécier

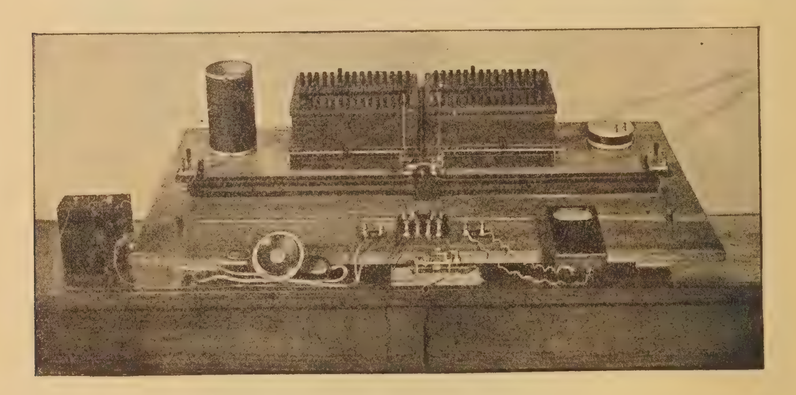


Fig. 33.

Pont pour la mesure des selfs (Radiotelegraphisches Praktikum der Tech. Hochschule Darmstadt).

avec suffisamment d'exactitude les coefficients de self-induction de toutes sortes d'enroulements. Le principe du dispositif, que représente la figure 33, ressort de la figure 34. Ici, comme dans la

méthode correspondante pour les capacités, il est avantageux d'employer un courant sinusoïdal, comme le fournit à peu près une machine dont l'induit est mis, à l'aide d'un condensateur convenablement réglé, en résonance avec sa période propre. En outre, pour augmenter l'intensité dans le pont lui-même, il est bon d'intercaler un transformateur entre la source de courant et les appareils de mesure. Le réglage se fait suivant la méthode habituelle :

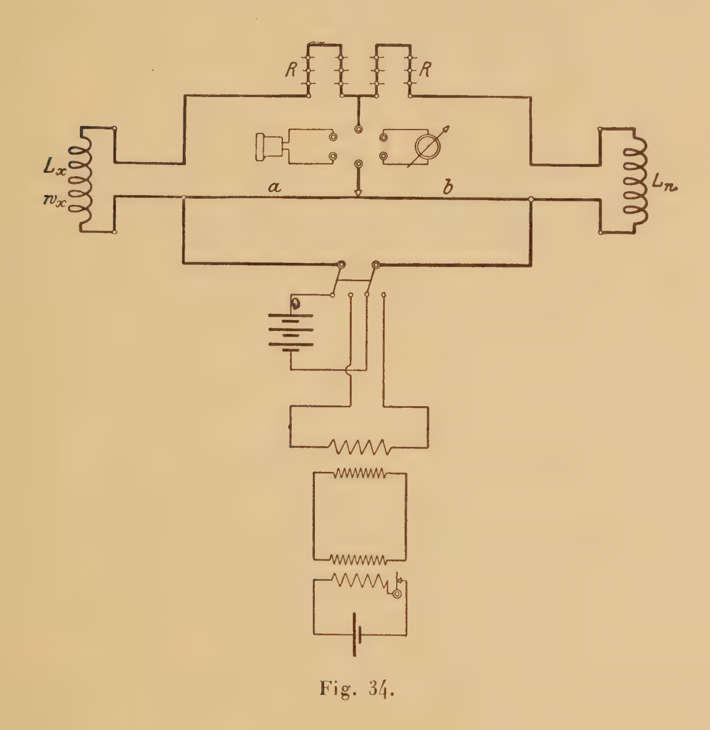


Fig. 34.

on cherche d'abord, en déplaçant le contact le long du fil du pont, à obtenir à peu près un minimum du courant alternatif. Puis on fait varier les résistances supplémentaires R, exemptes de capacité et de self, et en même temps on continue à régler la position du contact, jusqu'à ce que le son s'éteigne tout à fait dans le téléphone. On a alors

$$L_x = L_n \frac{a}{b}.$$

Si l'on remplace la self-étalon L_n par une résistance connue w_n,

et si l'on met les résistances R en court circuit, on peut mesurer en même temps la résistance ohmique pure w_x de la bobine, à l'aide de la source de courant continu, le galvanomètre servant alors d'indicateur

$$w_x = w_n \frac{a'}{b'}$$

On peut ainsi mesurer non seulement les coefficients de self-induction de bobines, mais encore établir des courbes d'étalonnage de variomètres et évaluer des résistances inductives de bobines de réaction.

2. **Mesure au pont de la self des bobines d'accord, en haute fréquence et sous basse tension.** — On produit des vibrations à forte énergie dans l'antenne, par le procédé de Braun, en l'accouplant avec un circuit oscillant fermé. Cet accouplement peut être fait par induction ou par dérivation (*fig.* 35). Comme le circuit ouvert et le

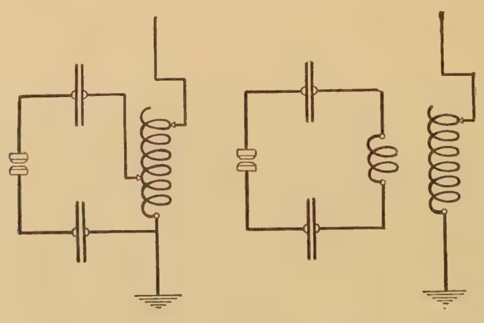


Fig. 35.

circuit fermé doivent avoir la même période propre, on intercale souvent dans l'antenne des bobines réglables ou des variomètres dont la self-induction, jointe à la capacité et à la self propres de l'antenne elle-même, permet d'obtenir la longueur d'onde voulue. On évalue la grandeur L_x par le procédé suivant (*fig.* 36). Si l'on dispose d'un variomètre étalonné, on obtient, après réglage du pont dans le premier montage,

$$L_x = L'_n \frac{C_1}{C_2}.$$

En interchangeant les bobines (montage 2) on obtient

$$L_x = L''_n \frac{C_2}{C_1},$$

d'où

$$L_x = \sqrt{L'_n L''_n}.$$

Si, au lieu de cela, on emploie des condensateurs variables éta-

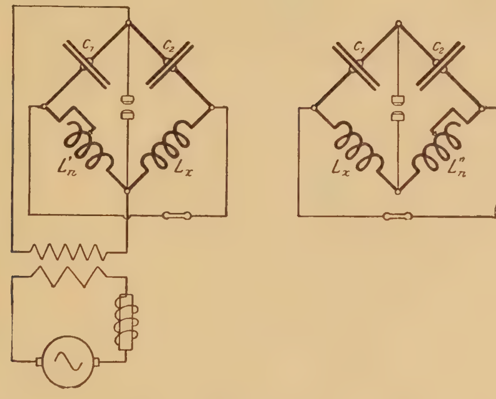


Fig. 36.

lonnés et une self connue L_n, on calcule la valeur cherchée L_x par

$$L_x = L_n \frac{C_1}{C_2}.$$

3. **Mesure de la self-induction des bobines des transformateurs de réception, en haute fréquence et sous basse tension, par la méthode de résonance.** — Le circuit de résonance étant étalonné, si on le règle, avec la capacité C_1, sur la période propre du primaire, on obtient la longueur d'onde λ (*fig.* 37). Si alors on intercale L_x dans le circuit de réception et si l'on cherche à nouveau la résonance, on obtient une nouvelle capacité C_2. On en déduit

$$L_x = \frac{\lambda^2}{4\pi^2} \frac{C_1 - C_2}{C_1 C_2}.$$

Si la bobine possède une self-induction élevée, il est bon de mo-

difier le procédé de la manière suivante : on constitue un circuit excitateur avec la bobine L_x et un condensateur étalonné C; puis on mesure sa période propre à l'aide d'un ondemètre et l'on a la

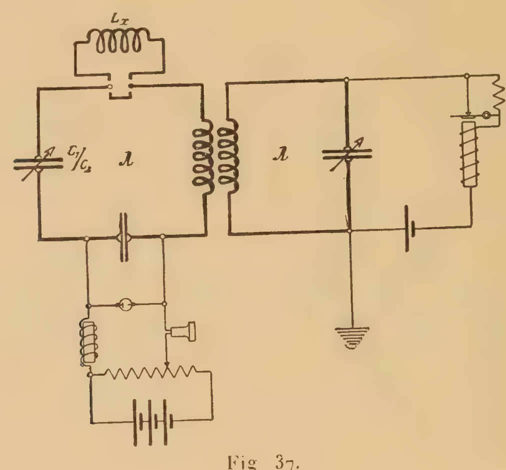


Fig 37.

valeur cherchée en appliquant la formule

$$L_x = \frac{\lambda^2}{4\pi^2}\frac{1}{C}.$$

Si l'on a à sa disposition un variomètre étalonné, on évalue le coefficient de self-induction L_x, la capacité du secondaire étant fixe, par une méthode analogue au troisième procédé de mesure des capacités. En se reportant aux montages indiqués à ce propos (*fig.* 14 à 16), montages qui doivent être convenablement modifiés pour le cas présent, on voit qu'on obtient la valeur cherchée L_x de la self, en se servant de la simple méthode de substitution, et alors

$$L_x = L_n.$$

Si le réglage du secondaire est fait d'abord avec le variomètre seul (valeur L'_n), puis avec ce variomètre et la bobine à étudier montées en parallèle (valeur L''_n), on a, pour la self cherchée,

$$L_x = \frac{L'_n L''_n}{L''_n - L'_n}.$$

Enfin, on peut également monter en série les grandeurs à com-

parer. On amène alors, à l'aide du variomètre, le secondaire à être en résonance avec le primaire, dont la longueur d'onde est constante (valeur L'_n); puis on introduit la self inconnue L_x dans le circuit de résonance et l'on refait le réglage (valeur L''_n). D'où le coefficient cherché

$$L_x = L'_n - L''_n.$$

4. **Mesure de la self d'une bobine d'accord, en haute fréquence et sous haute tension, par la méthode de résonance.** — En principe, la méthode est identique à la précédente (*fig.* 38). Un circuit con-

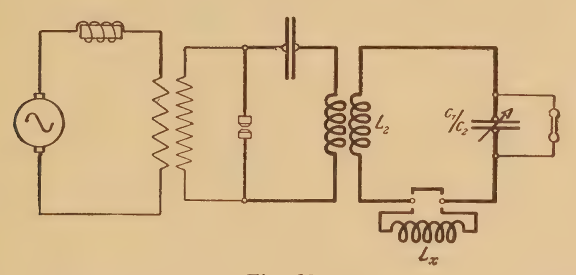


Fig. 38.

stitué par une self connue L_2 et un condensateur variable étalonné est, pour une valeur C_1 de la capacité, en résonance avec le primaire. En introduisant la self inconnue L_x, on trouve que le tube de Geissler s'illumine pour une valeur C_2 de la capacité. On en déduit la valeur cherchée de la self

$$L_x = L_2 \frac{C_1 - C_2}{C_2}.$$

A l'aide d'un variomètre étalonné, on peut faire la mesure par comparaison directe.

Souvent, on pourra monter en parallèle la self à évaluer L_x et la self connue L_2, en s'arrangeant de manière qu'elles n'aient pas d'induction mutuelle. On obtient alors L_x par

$$L_x = L_2 \frac{C_1}{C_2 - C_1}.$$

5. **Mesure des selfs à l'aide de générateurs de haute fréquence** (Arc de Duddell, lampes Telefunken, générateur Poulsen). — En

mesurant une intensité, une tension et une longueur d'onde, on obtient, à l'aide du dispositif de la figure 39, la self de la bobine par

$$L_x^{cm} = \frac{1}{1,885} \frac{e_w \lambda^m}{i}.$$

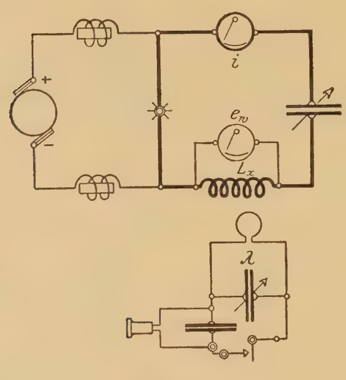


Fig. 39.

Cette équation n'est qu'une transformation de la relation connue

$$e_w = i w_L = i . 2\pi\nu L_x.$$

On a par là le moyen de déterminer l'influence de la fréquence sur

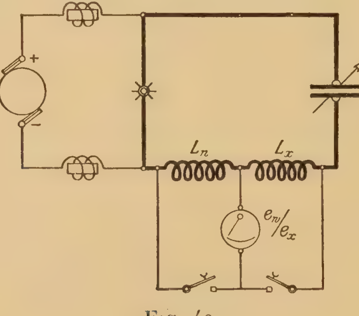


Fig. 40.

le coefficient de self-induction, pour les longueurs d'onde employées pratiquement en télégraphie sans fil.

Si l'on a à sa disposition des selfs étalons dont l'ordre de grandeur est voisin de celui de la self à mesurer, la méthode de compa-

raison conduit rapidement au résultat (*fig.* 40) par

$$L_x = L_n \frac{e_x}{e_n}.$$

Si l'on monte les deux bobines en parallèle et si l'on mesure le courant dans chacune des deux branches, on tire L_x de

$$e = i_n 2\pi\nu L_n = i_x 2\pi\nu L_x,$$

d'où

$$L_x = L_n \frac{i_n}{i_x}.$$

Si l'on emploie un variomètre gradué, il suffit de faire le réglage en égalisant les deux intensités : les deux selfs sont alors égales.

Des mesures analogues peuvent s'effectuer, également par comparaison, à l'aide d'une capacité connue.

6. **Mesure de la self propre des batteries de condensateurs, en haute fréquence et sous haute tension.** — Dans le circuit fermé d'un poste d'émission, on choisit, pour une longueur d'onde donnée, la capacité la plus grande possible vis-à-vis de la self, eu égard à

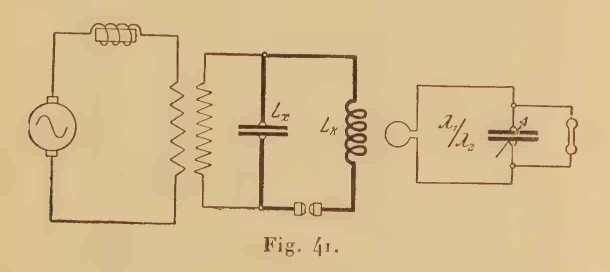


Fig. 41.

l'énergie vibratoire qu'on veut atteindre et à l'amortissement qu'on désire. On est limité dans ce sens par ce fait que, quelle que soit la méthode d'excitation employée, il faut que le couplage avec l'antenne ait une valeur suffisante, de sorte que la self de la bobine primaire ne peut pas être inférieure à une certaine limite. En outre, les armatures et les connexions de la batterie possèdent, même dans les dispositifs les plus avantageux, une self répartie dont l'ordre de grandeur est tel qu'on ne peut la négliger devant la self concentrée dans la bobine de couplage.

Soit L_k la self d'une bobine montée aux bornes de la batterie (*fig.* 41). Si la bobine est hors circuit, l'ondemètre donne à la réso-

nance la valeur λ_1. Si elle est dans le circuit, il donne λ_2. On calcule alors la self cherchée par

$$L_x = L_k \frac{\lambda_1^2}{\lambda_2^2 - \lambda_1^2}.$$

Si l'on introduit, au lieu des longueurs d'onde λ, les capacités C_1 et C_2, lues au condensateur de l'ondemètre, on obtient

$$L_x = L_k \frac{C_1}{C_2 - C_1}.$$

Le facteur de couplage. — Si l'on veut transporter de l'énergie d'un circuit excitateur primaire à un second circuit oscillant, on peut, en haute fréquence, employer trois méthodes pour relier électriquement les deux circuits. Ce sont : le couplage par condensateur, le couplage galvanique et le couplage magnétique. C'est ce dernier mode de couplage qui est le plus souvent employé dans les stations radiotélégraphiques.

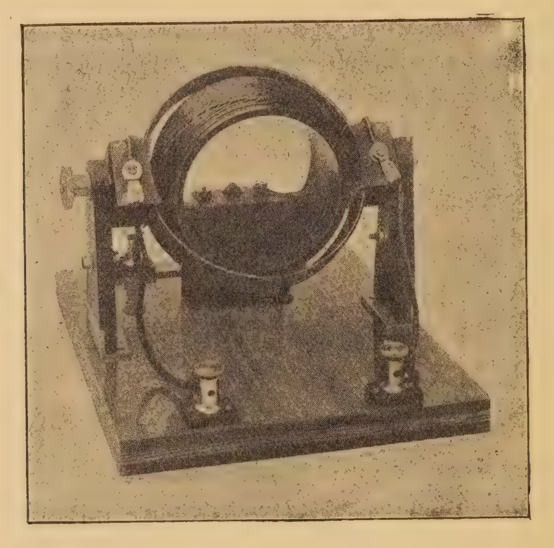


Fig. 42.

Transformateur de couplage (C. Lorenz A.-G., Berlin).

Les formes d'exécution sont d'ailleurs très diverses (*fig.* 42 à 44).

Pour faire varier le flux de force magnétique commun aux deux circuits oscillants, on peut d'abord rendre les deux bobines qui agissent l'une sur l'autre mobiles dans la direction de leur axe ou dans une direction perpendiculaire; on peut aussi faire varier l'induction mutuelle, comme dans le variomètre sphérique, par rotation d'un des systèmes (*fig.* 42); enfin, il y a des appareils basés sur l'emploi simultané de ces deux modes de mouvement (*fig.* 43 et 44). Nous

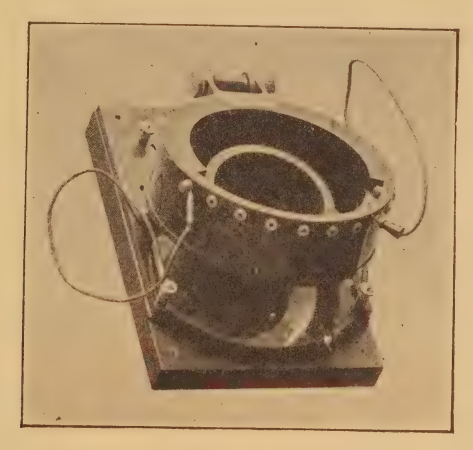


Fig. 43.

Transformateur (Gesellschaft f. drahtl. Telegr. m. b. H., Berlin).

n'avons eu affaire jusqu'ici qu'à une variation de la position relative des deux bobines; on arrive au même résultat par un autre moyen : on produit une variation de l'induction mutuelle en faisant varier, soit par bonds, soit d'une façon continue, la self de la bobine primaire ou de la bobine secondaire, et en ajoutant en même temps dans le circuit correspondant une self à peu près égale ne coupant pas de flux. Il revient au même de shunter les bobines de couplage par des bobines de self.

Dans la plupart des cas, on peut appliquer les méthodes de mesure employées habituellement pour l'évaluation des coefficients d'induction mutuelle, pourvu que les grandeurs à mesurer ne descendent pas au-dessous d'un certain minimum. Mais, comme on a vu dans ce qui précède comment on peut aborder la mesure des

selfs même extraordinairement petites, il suffit de modifier convenablement les méthodes décrites à ce propos pour évaluer sans difficulté les coefficients d'induction mutuelle.

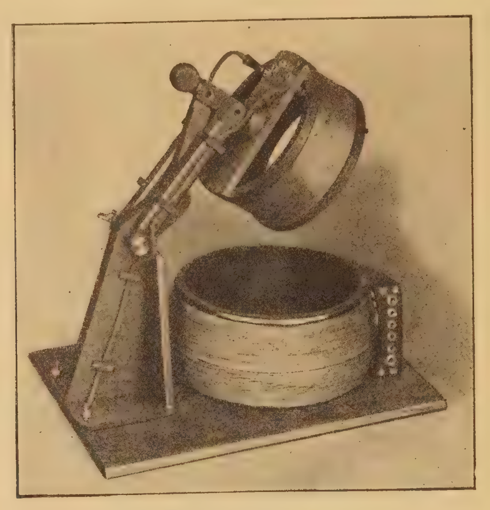


Fig. 44.
Transformateur d'Adelmann (C. Lorenz A.-G., Berlin).

7. **Mesure au pont de Siemens et Halske du facteur de couplage d'un transformateur de réception.** — Dans la plupart des stations commerciales, on accorde l'antenne de réception sur l'onde incidente en faisant varier sa self à l'aide d'un variomètre; le détecteur à contact qui sert d'indicateur est placé dans un circuit secondaire apériodique excité par les oscillations de l'antenne. Comme, dans ce montage, le transport d'énergie se fait en général directement du variomètre à la bobine secondaire, il faut, pour qu'on puisse obtenir le son maximum au téléphone, que l'un de ces éléments soit mobile par rapport à l'autre. Il faut donc que, le variomètre étant réglé pour l'accord, on puisse le déplacer d'un bloc vis-à-vis de la bobine secondaire fixe, ou bien que la bobine secondaire puisse subir un déplacement dans le champ résultant du variomètre. Ces dispositifs de réception nécessitent par suite les étalonnages suivants :

a. Mesure de la self du variomètre en fonction de la position relative de ses deux bobines

$$L_1 = f(\text{division de la graduation});$$

b. Évaluation de la self de la bobine secondaire et des fractions de cette bobine : L_2;

c. Mesure du coefficient d'induction mutuelle M,

$$M = f(\text{position de la bobine secondaire par rapport au variomètre}).$$

Le montage de la figure 45 permet de ramener la mesure de M à

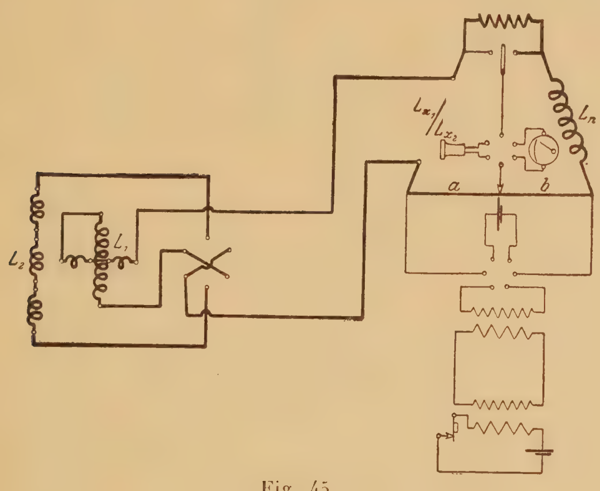


Fig. 45.

celle de deux coefficients de self-induction L_{x_1} et L_{x_2}. On a

$$L_{x_1} = L_1 + L_2 + 2M = L_n \frac{a_1}{b_1} = L_n \alpha_1,$$

$$L_{x_2} = L_1 + L_2 - 2M = L_n \frac{a_2}{b_2} = L_n \alpha_2,$$

$$M = \frac{L_{x_1} - L_{x_2}}{4} = \frac{L_n}{4}(\alpha_1 - \alpha_2).$$

Soit alors L_A la self effective de l'antenne; on a le coefficient d'accouplement par

$$\varkappa = \sqrt{\frac{M^2}{(L_A + L_1) L_2}}.$$

Il est bon de représenter $\varkappa$ en fonction de la graduation du variomètre, ainsi que de la position de la bobine secondaire par rapport

au champ résultant du variomètre, dans un système de coordonnées.

L'évaluation du coefficient d'induction mutuelle étant ainsi ramené à une simple mesure de self-induction, on peut se servir aussi des méthodes décrites précédemment, en utilisant convenablement le schéma de montage ci-dessus. C'est ce qu'indique, par exemple, la figure 46.

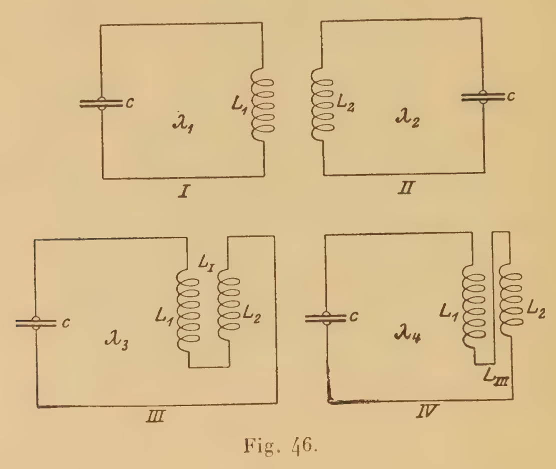


Fig. 46.

Soit L_1 la self du circuit primaire, L_2 celle du secondaire, L_I la valeur de la self des deux bobines réagissant l'une sur l'autre comme dans le montage III, L_{II} la même grandeur dans le montage IV, et supposons que dans les quatre mesures on ait employé la même capacité C. On peut alors déduire le facteur de couplage des longueurs d'onde mesurées λ_1, λ_2, λ_3 et λ_4 par

$$\varkappa = \frac{1}{4}\,\frac{L_I - L_{II}}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{1}{4}\,\frac{\lambda_3^2 - \lambda_4^2}{\lambda_1 \lambda_2}.$$

Si, au lieu de la capacité, c'est la longueur d'onde qu'on a maintenue constante, on tire des valeurs mesurées C_1, C_2, C_3, C_4, la valeur de $\varkappa$,

$$\varkappa = \frac{1}{4}\,\frac{C_4 - C_3}{C_3 C_4}\sqrt{C_1 C_2}.$$

Lorsqu'on effectue une mesure de ce genre pour un système constitué par l'accouplement d'un circuit ouvert et d'un circuit fermé, il faut toujours considérer que les valeurs obtenues représentent

les inductions effectives, et que celles-ci dépendent à leur tour de la répartition du courant le long de l'antenne. En particulier, le coefficient d'induction mutuelle effectif M dépend du point où est fait le couplage. Si c'est au nœud de tension, le coefficient d'accouplement est maximum, pour un écartement donné des bobines.

8. **Mesure du coefficient d'induction mutuelle d'un transformateur de réception à l'aide d'un générateur à arc.** — On emploie alors le montage de la figure 47.

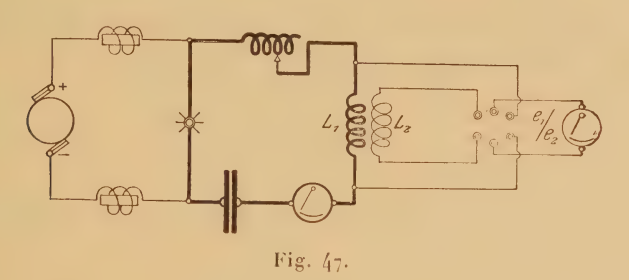


Fig. 47.

Soit L_1 la self de la bobine primaire, L_2 celle de la bobine secondaire. Le coefficient d'induction mutuelle M se déduit de deux mesures de tension par

$$M = L_1 \frac{e_2}{e_1} = f\,(\text{position des bobines}).$$

Pour évaluer de petites valeurs de M, on peut aussi se servir du

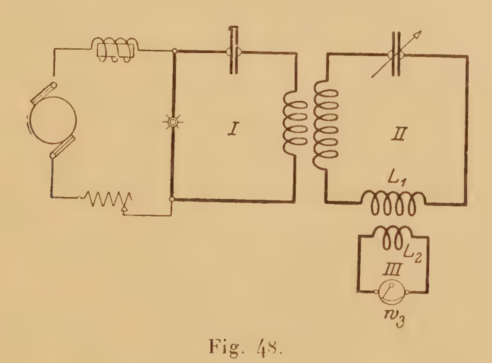


Fig. 48.

dispositif de la figure 48. Le circuit de mesure II, qui contient la bobine primaire L_1 du transformateur, est couplé lâche avec le

circuit excitateur I et accordé sur lui. La bobine secondaire L_2 est court-circuitée par un ampèremètre de résistance connue w_3. Si alors (à l'aide d'une des méthodes qui seront exposées au sujet des mesures d'amortissements) on évalue la résistance effective du résonnateur, d'abord le circuit tertiaire III lui étant couplé, puis sans ce circuit, on déduit des résultats obtenus w_2 et w'_2 la portion de résistance due à l'introduction dans le système du circuit de l'indicateur par

$$w_x = w_2 - w'_2.$$

Dans le cas où la résistance ohmique w_3 surpasse de beaucoup la résistance inductive du circuit III, w_x s'exprime par

$$w_x = \frac{(2\pi\nu)^2 M^2}{w_3}.$$

D'où le coefficient d'induction mutuelle pour la position considérée des bobines :

$$M = \frac{1}{2\pi\nu}\sqrt{w_x w_3}$$

ou

$$M^{cm} = \frac{\lambda^{m}}{1,885}\sqrt{w_3(w_2 - w'_2)}.$$

9. **Mesure du couplage optimum à l'émission.** — L'accouplement du système excitateur et de l'antenne, dans un poste d'émission qui fonctionne avec des oscillations amorties, possède une valeur optima qui peut se déterminer à l'aide des dispositifs suivants.

S'il s'agit d'une antenne excitée par une étincelle ordinaire dans le montage de Braun (*fig.* 49), le couplage qui, pour une longueur d'onde donnée, produit le rayonnement le plus intense est celui qui rend maxima l'intensité dans cette antenne J_A, dont le carré représente une mesure de l'énergie utilisée. Mais il faut remarquer qu'un couplage trop serré donne naissance à deux ondes différentes, l'une plus longue, l'autre plus courte que l'onde propre λ_0, et que le système récepteur n'utilise l'énergie que d'une de ces deux vibrations. Aussi doit-on, après accord du circuit du condensateur sur l'oscillation fondamentale λ_0, faire varier l'accouplement des deux circuits jusqu'à ce que les ondes partielles viennent à coïncider avec l'onde fondamentale. La représentation graphique de la courbe de

couplage $\varkappa\ {}^0/_0 = f(J_A)$ permet de reconnaître aisément l'accouplement à adopter. $\varkappa$ se déduit des longueurs d'onde mesurées λ_0, λ_1, λ_2 de la manière suivante :

$$\lambda_1 = \lambda_0 \sqrt{1 + \varkappa},$$
$$\lambda_2 = \lambda_0 \sqrt{1 - \varkappa},$$

$$\varkappa = \frac{\lambda_1^2 - \lambda_2^2}{\lambda_1^2 + \lambda_2^2} = \frac{\lambda_1^2 - \lambda_2^2}{2\lambda_0^2} \cong \frac{\lambda_1 - \lambda_2}{\lambda_0}.$$

Si, à l'ondemètre, on lit, au lieu des longueurs d'onde λ, les valeurs C des capacités, on obtient

$$\varkappa = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2}\ 100\ {}^0/_0 = \frac{1}{2}\ \frac{C_1 - C_2}{C_0}\ 100\ {}^0/_0.$$

Dans toutes les stations à étincelles éteintes, le couplage optimum

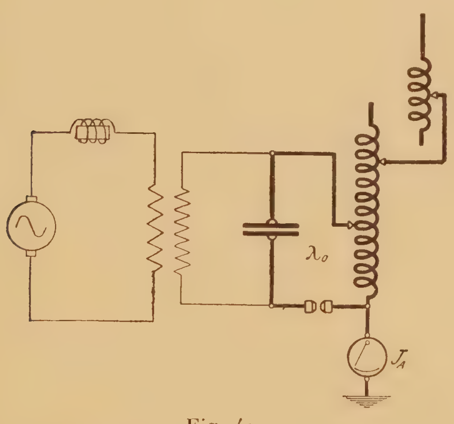


Fig. 49.

du primaire et du secondaire est obtenu quand l'intensité dans l'antenne atteint sa valeur maxima, sans que le rayonnement cesse d'être à onde unique. Si alors on remplace l'éclateur à étincelles éteintes par un de ceux qu'on emploie dans le système Braun, on peut, d'après ce qui précède, calculer le couplage à l'aide des ondes de couplage qu'on mesure et de l'onde fondamentale qu'on a déjà mesurée. Le couplage optimum est plus serré pour les ondes longues que pour les ondes courtes : on verra plus loin la raison physique de ce fait.

Remarques. — Les considérations qui terminent le Chapitre précédent peuvent être reprises ici d'une façon correspondante. Voyons brièvement quelles sont les modifications qu'il faut faire subir aux équations quand on introduit les selfs à la place des capacités.

a. La valeur L de la self résultante de plusieurs selfs montées en série, et n'ayant pas d'induction mutuelle les unes par rapport aux autres, est égale à la somme des selfs composantes

$$L = L_1 + L_2 + \ldots + L_n.$$

Si, au contraire, les éléments sont montés en parallèle, la self de l'ensemble est donnée par

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \ldots + \frac{1}{L_n}$$

b. Une série de formules ont été données pour le calcul des coefficients de self-induction de simples conducteurs ainsi que de bobines sans fer : elles se rattachent aux noms de Rayleigh, Stefan, Wien, etc. Il sera bon de se servir de ces relations pour l'établissement des étalons et pour le contrôle des mesures.

c. La planche III, annexée à la fin de ce volume, permet de se rendre compte de la grandeur en ohms de la résistance w_L que présente une bobine de self L pour une longueur d'onde λ

$$w_L^{\Omega} = 1{,}885 \frac{L^{cm}}{\lambda^{m}}.$$

d. Si, dans un système susceptible d'oscillations, une self L est shuntée par une résistance w, elle subit de ce fait, pour l'évaluation de la longueur d'onde, une diminution apparente qu'on calcule par la formule

$$L' = L \frac{w^2}{(2\pi\nu)^2 L^2 + w^2}.$$

Si l'on introduit dans cette équation les résistances correspondantes

$$w_L = 2\pi\nu L,$$

on obtient

$$w'_L = w_L \frac{w^2}{w_L^2 + w^2}$$

(voir *Pl. II* : $w'_L = w_1$, $w_L = w_2$, $w = w_3$).

On peut faire usage de ce fait pour amoindrir la résistance effective dans des circuits faiblement amortis. Cette résistance se calcule par

$$w' = w \frac{(2\pi\nu)^2 L^2}{(2\pi\nu)^2 L^2 + w^2}$$

qu'on peut encore écrire

$$w' = w \frac{w_L^2}{w_L^2 + w^2}$$

(voir *Pl. II* : $w' = w_1$, $w = w_2$, $w_L = w_3$).

e. A propos de toutes les mesures décrites ci-dessus, il est à remarquer que, de même que dans l'évaluation des capacités, il faut se rendre compte, pour chaque dispositif, si la self et la capacité des connexions, ainsi que la capacité des bobines elles-mêmes, peuvent influer sur l'exactitude du résultat final et dans quelle proportion.

CHAPITRE III.

LONGUEURS D'ONDE.

Tandis qu'en Électrotechnique on parle généralement de la fréquence d'un courant alternatif, il est d'usage en télégraphie sans fil, pour des raisons pratiques, d'opérer autrement, et de se servir uniquement des longueurs d'onde. Entre la longueur d'onde λ, la période T et la fréquence ν existe la relation

$$\lambda^{cm} = 3.10^{10}\,T = \frac{3.10^{10}}{\nu}.$$

Les ondemètres sont dès lors des fréquence-mètres gradués différemment. La longueur d'onde représente l'espace parcouru par une impulsion électrique pendant la durée d'une oscillation. Mais comme les fréquences avec lesquelles on travaille en radiotélégraphie surpassent de beaucoup celles des courants usuels, on ne peut pas en général, pour construire des ondemètres, utiliser les mêmes principes que pour les fréquence-mètres. Les appareils dont on se sert se divisent en deux groupes : les plus répandus utilisent le principe de la résonance électrique (méthode directe); les autres sont constitués de telle sorte qu'ils donnent la fréquence d'après la mesure d'autres grandeurs électriques, comme l'intensité et la tension (méthode indirecte).

Dans le premier groupe, on peut encore distinguer deux formes, suivant que le circuit qu'on accorde sur l'onde de l'oscillateur est ouvert, comme dans les types anciens (ondemètre Slaby), ou fermé, comme dans les types plus récents. De plus, l'emploi de l'instrument peut comporter l'établissement de la résonance (*fig.* 50 et 51), ou l'appareil peut indiquer automatiquement la longueur d'onde cherchée (*fig.* 52).

On conçoit déjà que de tous ces instruments les plus employés sont ceux qui présentent un circuit de résonance gradué en longueurs d'onde. Comme cet appareil est par excellence l'instrument



Fig. 50.
Ondemètre de Hahnemann (C. Lorenz A.-G., Berlin).

de mesure de la haute fréquence, nous entrerons d'un peu plus près dans le détail de sa constitution électrique, bien que certaines con-

sidérations supposent faite l'étude du Chapitre suivant sur l'amortissement.

Ces ondemètres peuvent servir à deux fins : d'abord comme oscil-

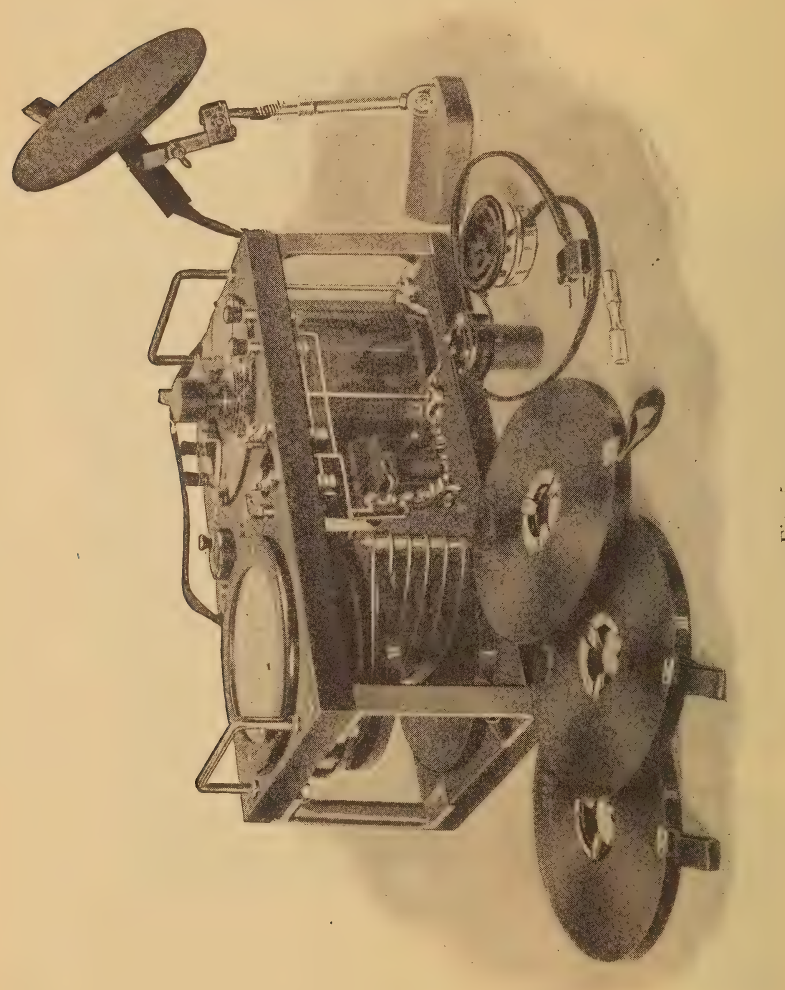


Fig. 51.
Ondemètre universel (Gesellschaft f. drahtl. Telegr. m. b. H., Berlin).

lateurs étalonnés [par exemple dans le montage d'essais de postes de Eichhorn, avec excitation par ronfleur musical (*fig.* 53)]; ensuite

comme résonnateurs permettant de déterminer la fréquence et



Fig. 52.

Ondemètre à lecture directe de Hirsch (Dr Erich F. Huth, G. m. b. H., Berlin.)



Fig. 53

Ronfleur musical (Gesellschaft. f. drahtl. Telegr. m. b. H., Berlin).

l'amortissement de circuits oscillants. La longueur d'onde propre d'un circuit fermé comprenant un condensateur et une bobine de self se calcule par la formule de Thomson

$$\lambda^{cm} = \lambda_0^{cm} \sqrt{1 + \left(\frac{\mathfrak{I}}{2\pi}\right)^2},$$

avec

$$\lambda_0 = 2\pi \sqrt{L^{cm} C^{cm}}.$$

Comme d'ailleurs, presque toujours dans la pratique, le décrément logarithmique $\mathfrak{I}$ est très petit vis-à-vis de 2π, la longueur d'onde se calcule par la relation

$$\lambda^{cm} = 2\pi \sqrt{L^{cm} C^{cm}}.$$

On peut ainsi constituer des ondemètres pouvant servir pour les ordres de grandeur les plus divers, soit avec des bobines et des capacités à variation continue, soit avec des variomètres et des condensateurs fixes. Dans le cas particulier où une bobine fixe est reliée à un condensateur à rotation dont les plateaux mobiles sont limités par une courbe (*voir* Chapitre I) telle que

$$r_\alpha = a\sqrt{\alpha},$$

la courbe d'étalonnage de ce circuit oscillant en fonction de l'angle de rotation du condensateur est sensiblement une droite.

Les méthodes de mesure indiquées dans ce Chapitre permettent le contrôle des longueurs d'onde ainsi calculées. Il faut remarquer cependant que l'étalonnage n'est exact que pour un indicateur de résonance donné. Suivant sa mission, qui est d'indiquer la valeur maxima de la tension ou de l'intensité, il est monté en parallèle ou en série avec le circuit oscillant. Les indicateurs employés présentant de la capacité, une petite self ou de la résistance, ou même les trois ensemble, ils peuvent influer, comme on le verra plus loin, sur les valeurs effectives au point de vue de la longueur d'onde de la capacité C et de la self L du circuit. Étudions d'un peu près les phénomènes qui se produisent dans le cas le plus simple, où l'indicateur en question ne comporte qu'une résistance ohmique w.

Si cet indicateur mesure la tension, il est monté en parallèle avec la capacité du circuit, de sorte que celle-ci se trouve shuntée par une résistance ohmique w. Alors, comme on l'a vu plus haut, la

résistance effective de capacité du circuit se calcule par

$$w'_c = w_c \frac{w^2}{w^2 + w_c^2},$$

c'est-à-dire que la capacité effective du circuit est augmentée, et avec elle la longueur d'onde propre de ce circuit (voir *Pl. II* : $w'_c = w_1$, $w_c = w_2$, $w = w_3$).

Si l'on emploie un ampèremètre, on le shunte généralement par une capacité C_1 ou une self L_1, ce qui lui permet de mesurer des intensités plus grandes et de réduire l'amortissement qu'il introduit. Pour calculer la longueur d'onde λ, il faut imaginer qu'on a monté dans le circuit une certaine capacité C'_1 ou une certaine self L'_1. Dans le premier cas, la longueur d'onde est diminuée (montage de deux condensateurs en série); dans le second cas, au contraire, elle est accrue (montage de deux bobines en série). Les formules suivantes donnent les valeurs des corrections correspondantes :

$$C'_1 = C_1 + \frac{C_1}{(2\pi\nu)^2 C_1^2 + w^2},$$

$$L'_1 = L_1 \frac{w^2}{(2\pi\nu)^2 L_1^2 + w^2},$$

$$(2\pi\nu) L'_1 = (2\pi\nu) L_1 \frac{w^2}{(2\pi\nu)^2 L_1^2 + w^2},$$

c'est-à-dire

$$w'_L = w_L \frac{w^2}{w_L^2 + w^2}$$

(voir *Pl. II* : $w'_L = w_1$, $w_L = w_2$, $w = w_3$).

Ainsi, si l'on shunte par une capacité C_1 ou une self L_1 un indicateur présentant une résistance purement ohmique [appareil thermique (¹), thermo-élément, bolomètre], il en résulte, dans le premier cas, un accroissement de C_1, dans le second cas, une diminution de L_1. On en a déjà montré l'influence sur la longueur d'onde.

A côté de l'évaluation de la fréquence, l'ondemètre sert encore souvent à la mesure de l'amortissement des systèmes oscillants. Pour

---

(¹) Dans cet Ouvrage, on a désigné sous le nom d'*appareils thermiques* uniquement les appareils basés sur l'allongement d'un fil par échauffement sous l'influence du courant. (*Note du Traducteur.*)

cela, il est nécessaire de choisir ses grandeurs électriques de manière que son amortissement propre ait la plus faible valeur possible. D'après des formules qu'on développera plus loin, le décrément logarithmique se calcule, pour un circuit à oscillations isochrones et quasi-stationnaires, par

$$\mathfrak{d} = \pi W^{\Omega} \sqrt{\frac{C^{F}}{L^{H}}} = \frac{1}{150} \frac{C^{cm} W^{\Omega}}{\lambda^{m}},$$

où C représente la capacité effective du circuit, λ la longueur d'onde, et W la résistance ohmique totale du système. Celle-ci se compose principalement de la résistance effective w'' de la bobine et de celle w de l'indicateur, qui, dans la plupart de ces mesures, est un ampèremètre. S'il est shunté par une capacité ou une self, c'est la valeur fictive w' de sa résistance qu'il faut introduire. On la déduit de la planche II par

$$w' = w \frac{w_c^2}{w_c^2 + w^2} \quad \text{ou} \quad w' = w \frac{w_L^2}{w_L^2 + w^2}.$$

On a alors

$$W = w' + w''.$$

En général, les deux résistances w' et w'' sont à peu près du même ordre de grandeur. Un bon ondemètre doit avoir à peu près le même décrément pour toutes les longueurs d'onde. Si la résistance ohmique W est constante, cela implique que la capacité et la self du circuit varient simultanément de manière que leur rapport reste constant. Dans la plupart des cas, pour plus de simplicité, on en fait abstraction, et l'on fait varier par bonds la capacité et la self suivant l'ordre de grandeur des longueurs d'onde à mesurer. Cette approximation est légitimée par ce fait que la résistance de la bobine et celle de l'indicateur shunté ne restent pas constantes pour les diverses fréquences, ce qui est déjà une cause d'inexactitude. La théorie montre en outre que, lorsque l'accord de l'ondemètre est fait à l'aide d'un variomètre, il est bon, pour maintenir constante la part d'amortissement due à l'indicateur, de monter celui-ci en shunt sur une capacité. Si, au contraire, on emploie pour cet accord un condensateur variable, il convient de mettre l'ampèremètre aux bornes d'une self.

1. **Étalonnage d'un ondemètre par comparaison avec un ondemètre-étalon.** — La capacité de l'oscillateur est choisie de manière que le transformateur soit en résonance avec la période de l'alternateur. On mesure alors (*fig.* 54) la longueur d'onde du circuit excitateur avec les deux ondemètres. On note la valeur trouvée

$$\lambda = \lambda_n = \lambda_x$$

en fonction des variables de l'ondemètre. On étend l'étalonnage à tout le domaine de mesure de l'ondemètre en faisant varier la self-induction L. Comme actuellement, dans la pratique de la télégraphie

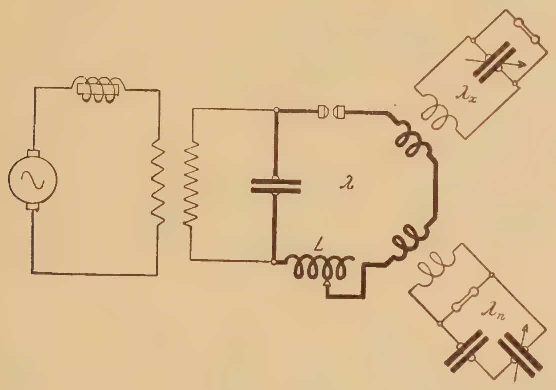


Fig. 54.

sans fil, ce domaine s'étend environ de 150^m à 12000^m, les instruments sont, d'après les considérations générales qui précèdent, constitués de telle sorte que l'ensemble de leur champ de mesure puisse être partagé en une série d'intervalles, dans chacun desquels le circuit oscillant est constitué par des capacités et des selfs correspondant à la longueur d'onde moyenne. Pour représenter graphiquement la courbe d'étalonnage correspondant à chacun de ces intervalles :

$$\lambda = f \text{ (division de la graduation)},$$

le mieux est d'employer un papier quadrillé dont l'axe des ordonnées est gradué en logarithmes. Ainsi, en effet, pour chaque montage, le domaine partiel compris entre la plus grande et la plus petite longueur d'onde qu'on puisse pratiquement mesurer, a la même étendue linéaire suivant l'axe des ordonnées; de sorte que, sur une seule

feuille, on peut établir toutes les courbes avec la même exactitude relative : car, pour tous les ondemètres employés en pratique, le rapport de la plus grande à la plus petite longueur d'onde qu'on peut atteindre dans un intervalle reste constant, de sorte qu'on a, pour tous les domaines partiels,

$$\operatorname{Log}\lambda_{\max} - \operatorname{Log}\lambda_{\min} = \operatorname{Log}\frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}} = \text{const.}$$

Pour produire des courants de haute fréquence ayant de faibles longueurs d'onde, on se servira de la méthodes par étincelles; pour les longueurs d'onde moyennes et grandes, on emploiera pour l'excitation un générateur à arc travaillant sur un circuit oscillant. Dans ce dernier cas, l'ondemètre met en évidence, en dehors de la vibration fondamentale, une série de vibrations d'ordres supérieurs, qui représentent toujours un multiple de la fréquence initiale. Cela permet un excellent contrôle de la courbe d'étalonnage obtenue.

Pour des fréquences peu élevées, on pourrait se servir de l'alternateur à haute fréquence, dont la longueur d'onde se déduit du nombre p de pôles et du nombre n de tours à la minute par

$$\lambda^{m} = \frac{3,6.10^{10}}{np}.$$

2. **Étalonnage d'un oscillateur pour des longueurs d'onde données.** — Pour les essais des postes de réception et l'accord des systèmes

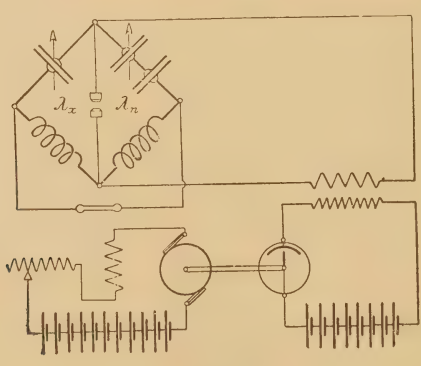


Fig. 55.

récepteurs, il est souvent avantageux d'employer un oscillateur étalonné. On peut en faire l'étalonnage en le montant dans un pont

avec un ondemètre étalonné, comme l'indique la figure 55. On a alors

$$\lambda_n = \lambda_x.$$

3. **Mesure de l'oscillation propre ainsi que de la capacité et de la self effectives d'une antenne.** — Évaluons par exemple l'onde propre d'une antenne excitée à l'aide du montage Marconi, et les grandeurs caractéristiques qui en résultent (*fig.* 56). La méthode indiquée

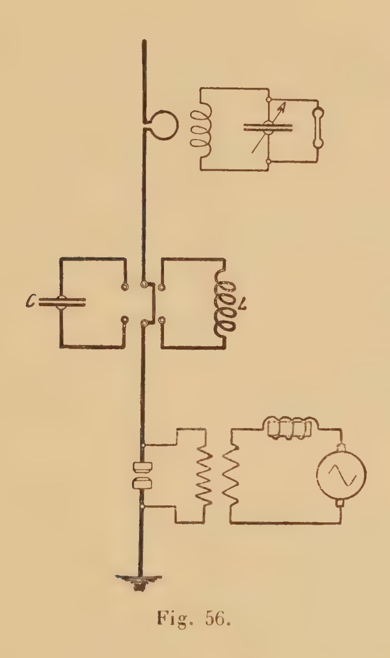


Fig. 56.

par la figure, et facile à comprendre sans autre explication, permet de mesurer la longueur d'onde λ_A

$$\lambda_A^{cm} = 2\pi\sqrt{L_A^{cm} C_A^{cm}}.$$

Pour évaluer la capacité effective C_A on intercale dans l'antenne un condensateur C. Elle vibre alors avec une longueur d'onde moindre λ_c

$$\lambda_c^{cm} \cong 2\pi\sqrt{L_A \frac{C_A C}{C_A + C}}.$$

De ces deux équations on déduit la capacité de l'antenne

$$C_{Ac} = C \frac{\lambda_A^2 - \lambda_c^2}{\lambda_c^2} \cong 2C \frac{\lambda_A - \lambda_c}{\lambda_c}.$$

Si l'on introduit au lieu des longueurs d'onde, les capacités C_1 et C_2 employées chaque fois à l'ondemètre, on obtient

$$C_{Ac} = C \frac{C_1 - C_2}{C_2}.$$

Ce résultat est d'autant plus approché que la capacité C_A répartie le long de l'antenne agit davantage à la façon d'un condensateur ordinaire. Le cas limite serait celui où l'antenne aurait les mêmes propriétés qu'un circuit oscillant fermé. Dans ce cas, pour $C = 0$ on aurait aussi $\lambda_c = 0$. Si, au contraire, l'antenne est constituée par un simple fil tendu verticalement dans l'air, on obtient, pour la valeur limite $C = 0$, la longueur d'onde

$$\lambda_c = \frac{\lambda_A}{2}.$$

On est dès lors en mesure, à l'aide de la courbe trouvée expérimentalement

$$\lambda_C = f(C),$$

de juger si l'antenne étudiée doit être considérée plutôt comme un système fermé ou comme un système ouvert. Cela est très important, comme on le verra plus loin, pour se rendre compte de son pouvoir rayonnant. Il faut remarquer, au sujet de la valeur mesurée C_{Ac}, que, plus la capacité intercalée C est petite, plus la répartition du courant dans l'antenne diffère de celle qui correspond à l'onde propre λ_A, de sorte que la formule

$$C_{Ac} \cong 2C \frac{\lambda_A - \lambda_c}{\lambda_c}$$

donne une valeur de la capacité d'autant plus inexacte que le condensateur C est plus petit. On ne peut pas dire d'une façon générale jusqu'à quel point on a le droit de raccourcir l'onde dans l'antenne; cela dépend de la forme particulière de celle-ci.

On obtient des relations analogues lorsque, au lieu du condensateur C, on introduit dans l'antenne une bobine de self L. L'onde

propre λ_A subit de ce fait un accroissement, et l'ondemètre donne la nouvelle longueur d'onde λ_L. La capacité effective C_{AL} se tire alors de

$$C_{AL} = \frac{\lambda_L^2 - \lambda_A^2}{4\pi^2 L} \cong \frac{(\lambda_L - \lambda_A)\lambda_L}{20\,L}.$$

Ici encore, si, au lieu des longueurs, on lit à l'ondemètre les capacités C_2 et C_1, l'expression précédente se simplifie et devient

$$C_{AL} = \frac{L_0(C_2 - C_1)}{L},$$

où L_0 est la self de l'ondemètre. Si en outre on choisit $L = L_0$, on a

$$C_{AL} = C_2 - C_1.$$

Ce qui a été dit pour les condensateurs au sujet de la modification de la répartition du courant dans l'antenne est également vrai dans le cas présent. Plus la longueur d'onde λ_L est grande, plus la capacité de l'antenne se rapproche de sa capacité statique, celle qu'on mesurerait par exemple au pont à courant alternatif. Des valeurs ainsi obtenues de la capacité C_A et de la longueur d'onde λ_A, on déduit la self-induction L_A de l'antenne par

$$L_A = \frac{\lambda_A^2}{4\pi^2 C_A}.$$

Pour se rendre compte de la manière dont la self propre L_A de l'antenne intervient vis-à-vis de la valeur L de la self introduite, on étudie d'abord les longueurs d'onde des oscillations qui y prennent naissance pour différentes valeurs de L. Ensuite on constitue, avec la bobine dont on s'est servi et un condensateur à variation continue, un circuit dont on amène chaque fois la longueur d'onde à être égale à celle qu'on a mesurée à l'antenne pour le montage correspondant. La capacité C_n de ce condensateur ne remplace pas seulement la capacité de l'antenne, mais aussi sa self-induction. Si l'on établit la courbe

$$C_n = f(\lambda).$$

on a immédiatement un aperçu sur la mesure dans laquelle la self L_A joue un rôle pour les différentes longueurs d'onde. Des valeurs ainsi

obtenues, on déduit la capacité de l'antenne par

$$C_{AL} = C_n \frac{\lambda_L^2 - \lambda_A^2}{\lambda_L^2} = C_n \frac{C_2 - C_1}{C_2}.$$

La signification des différents symboles ressort de ce qui précède.

On emploie encore souvent la méthode suivante pour évaluer la capacité effective d'une antenne. Après avoir mesuré l'onde propre λ_A, on allonge l'antenne, de préférence avec un variomètre, jusqu'à ce que sa période propre atteigne $\sqrt{2}\lambda_A = 1,41\lambda_A$,

$$\sqrt{2}\lambda_A = 2\pi\sqrt{2 L_A C_A}.$$

On introduit ensuite un condensateur C à variation continue, à l'aide duquel on diminue la longueur d'onde $1,41\lambda_A$ jusqu'à ce qu'on atteigne de nouveau la valeur initiale λ_A. On tire alors la capacité effective C_A de

$$\lambda_A = 2\pi\sqrt{2 L_A \frac{C_A C}{C_A + C}} = 2\pi\sqrt{L_A C_A},$$

d'où

$$C_A = C.$$

On peut encore combiner de nombreuses méthodes en se basant sur les équations données dans ce Chapitre.

Signalons enfin que si l'on connaît l'amortissement $\mathfrak{d}_A$ de l'antenne, les grandeurs cherchées se tirent des relations

$$C_A^{cm} = 150 \frac{\mathfrak{d}_A \lambda_A^m}{w_A^\Omega},$$

$$L_A^{cm} = 1,69 \frac{w_A^\Omega \lambda_A^m}{\mathfrak{d}_A},$$

où w_A représente la résistance effective de l'antenne.

En résumé, il résulte de toutes ces considérations que la capacité et la self effectives mesurées C_A et L_A ne dépendent pas seulement des dimensions extérieures de l'antenne, mais qu'elles sont déterminées avant tout par la manière dont le courant et la tension sont répartis, et que cette répartition dépend à son tour de la longueur d'onde. Ce fait est également à observer au sujet de la méthode indiquée au Chapitre I pour la mesure des capacités des fils d'antennes.

4. **Etalonnage d'un poste récepteur.** — Un poste récepteur complet comprend les appareils d'appel, ceux qui servent pour la réception, soit à l'oreille, soit écrite, et les dispositifs (bobines, variomètres, condensateurs fixes ou variables) qui sont nécessaires pour s'accorder sur une longueur d'onde voulue. On peut fixer de la façon suivante la suite des opérations à effectuer, depuis la recherche initiale de l'onde envoyée jusqu'au bon réglage final.

a. Comme il s'agit tout d'abord de régler le plus rapidement possible l'antenne sur toutes les longueurs d'ondes usuelles, il faut chercher la manière la plus commode d'atteindre ce but à l'aide de variomètres et de condensateurs variables. Le plus simple est de relier mécaniquement un condensateur variable et un variomètre, montés entre eux de telle sorte qu'on puisse, par un mouvement continu, faire croître l'onde propre de l'antenne des petites longueurs d'onde aux grandes. On obtient ainsi les montages fondamentaux de la figure 57, qui se comprennent d'eux-mêmes et

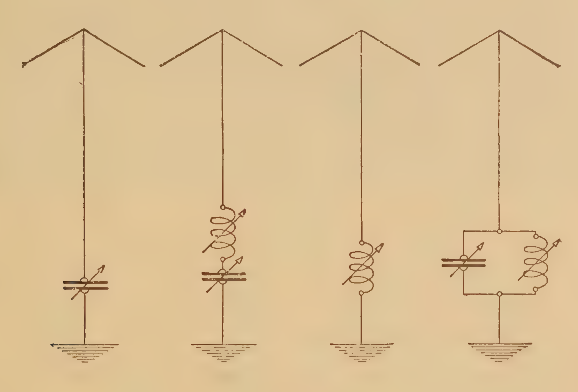


Fig. 57.

peuvent, bien entendu, être diversement modifiés par l'introduction d'un plus grand nombre d'éléments. Nous supposons l'indicateur de réception placé dans un circuit apériodique qui est excité par les oscillations de l'antenne. La figure 58 montre la forme sous laquelle on peut réaliser un tel système de réception.

b. Lorsque, en parcourant rapidement l'échelle des ondes, on a trouvé l'accord sur la vibration incidente, on abandonne la réception au circuit apériodique, et, pour éliminer autant que possible

les perturbations parasites, on introduit un secondaire accordé sur la même période que l'antenne, et par lequel on fait exciter le détecteur. Ceci peut se faire de nouveau apériodiquement, ou bien

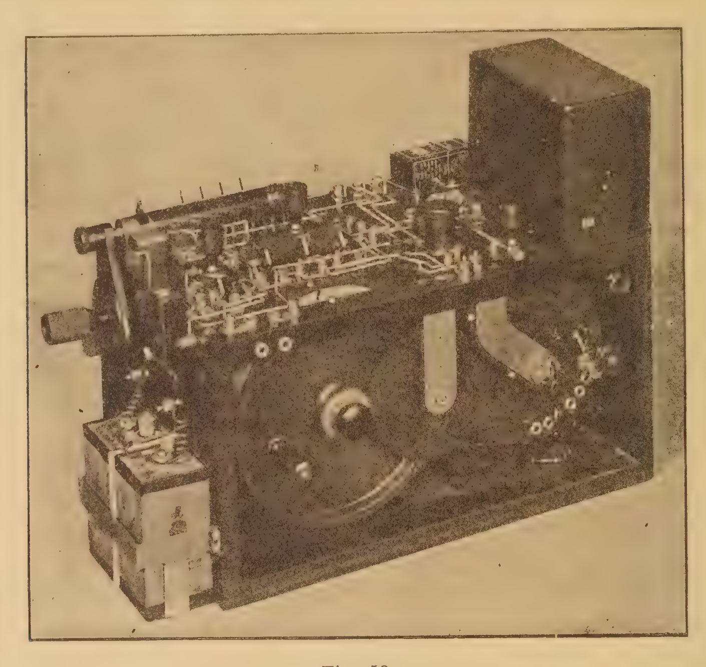


Fig. 58.

Poste de réception d'après Adelmann (C. Lorenz A.-G., Berlin).

à l'aide d'un couplage galvanique ou par condensateur : le choix dépend de la nature de l'indicateur employé.

On est alors conduit à effectuer deux mesures : 1° étalonner le système de l'antenne pour les différents montages possibles et les différentes valeurs des variables; 2° déterminer les périodes propres du secondaire en fonction de sa capacité et de sa self. La première mesure se fait à l'aide d'un oscillateur étalonné qui induit dans le circuit de l'antenne un courant d'une certaine fréquence, et dont on fait varier la self ou la capacité jusqu'à avoir le son maximum au téléphone. L'oscillation induite est alors d'accord avec l'onde propre de l'antenne et l'on a (*fig.* 59)

$$\lambda_x = \lambda_n.$$

La deuxième chose à faire est l'étalonnage du secondaire, auquel on peut encore, pour obtenir un accord plus aigu, ajouter un sys-

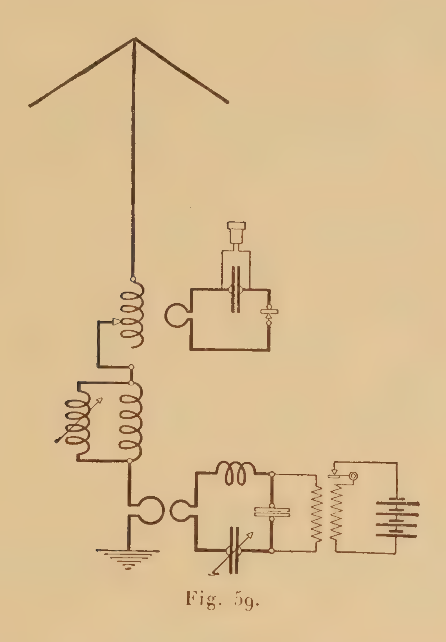


Fig. 59.

tème tertiaire. Les mesures à effectuer sur ces circuits fermés afin d'avoir leur longueur d'onde pour chaque valeur de la capacité

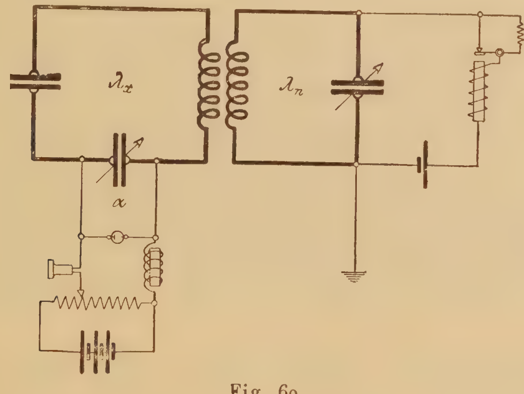


Fig. 60.

variable peuvent se faire avec le montage pour essais de postes de Eichhorn, comme le montre la figure 60. Avec les courbes d'éta-

lonnage obtenues

$$\lambda_n = \lambda_x = f(\alpha),$$

on pourra graduer le condensateur secondaire en longueurs d'onde pour les différentes bobines.

5. **Mesure de la longueur d'onde d'un générateur à arc par la méthode indirecte.** — Cette mesure peut se faire à l'aide du montage de la figure 61. Des indications i de l'ampèremètre thermique

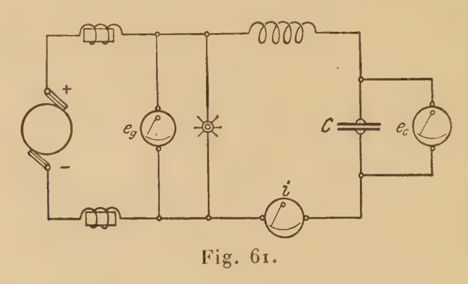


Fig. 61.

et e_c de l'électromètre, on déduit la longueur d'onde cherchée du circuit, en supposant que l'oscillation de haute fréquence est sinusoïdale, par

$$\lambda^{\text{cm}} = 0,209 \frac{C^{\text{cm}} e_c^{\text{volt}}}{i^{\text{amp}}}.$$

L'évaluation de la longueur d'onde est ainsi ramenée à la lecture de l'ampèremètre et de l'électromètre. On peut évidemment réunir ces deux opérations dans un seul appareil, en faisant, suivant le procédé de Ferrié, déplacer les aiguilles de ces deux instruments

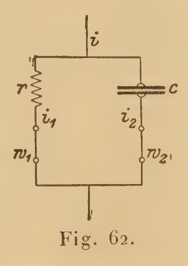


Fig. 62.

devant une graduation constituée par une famille de courbes pour chacune desquelles $\lambda = f(i, e)$ garde une valeur constante. Le principe d'un tel ondemètre, donnant directement la longueur d'onde, ressort de la figure 62, dans laquelle w_1 et w_2 désignent

les résistances de deux fils thermiques dont l'allongement provoque le déplacement du point de croisement de deux aiguilles mobiles.

En admettant, ce qui est facile à réaliser, que la résistance ohmique w_2 est négligeable vis-à-vis de celle due à la capacité $\frac{1}{2\pi\nu C}$, on a, d'après les lois générales du courant alternatif,

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{1}{2\pi\nu C}\,\frac{1}{w_1 + r} = f(\nu).$$

Au lieu du condensateur, on peut naturellement employer aussi une bobine de self L. L'équation précédente prend alors la forme

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{2\pi\nu L}{w_1 + r} = f(\nu).$$

On peut enfin introduire dans l'une des branches une self L, dans l'autre une capacité C, et l'on obtient, pour le rapport des intensités,

$$\frac{i_1}{i_2} = (2\pi\nu)^2 LC = f(\nu^2).$$

6. **Analyse au miroir tournant des oscillations de haute fréquence** [Oscillographe à effluves [1], *fig.* 63]. — En observant, suivant le

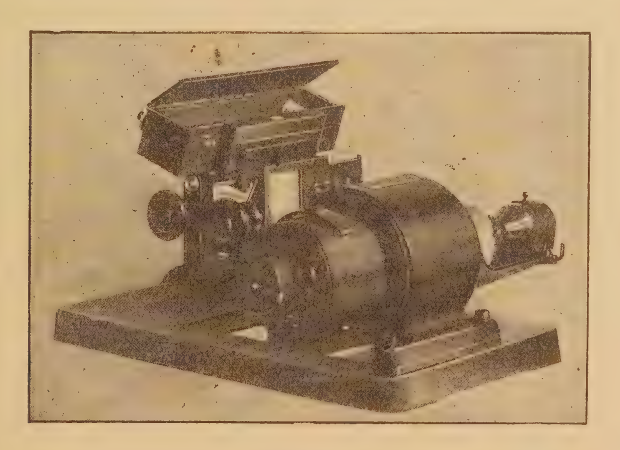


Fig. 63.
Oscillographe à effluves (Hans Boas, Elektr. Fabrik, Berlin).

procédé de Feddersen, un phénomène lumineux dû à des oscilla-

[1] Appelé aussi *oscillographe à lueur*. (Note du Traducteur.)

tions de haute fréquence, à l'aide d'un miroir tournant rapidement, on obtient, d'une manière très simple, un aperçu sur les phénomènes électriques qui se passent dans le circuit étudié. L'image qu'on aperçoit au miroir tournant donne immédiatement l'explication physique de phénomènes qui sont en général purement expérimentaux. La valeur d'un tel appareil pour les mesures en haute fréquence résulte de là sans autre explication.

Deux cas se présentent pour l'exécution des mesures. Ou bien on observe directement l'étincelle ou l'arc existant dans le circuit oscillant; ou bien on associe au circuit qui est le siège d'oscillations de haute fréquence, à l'aide d'un couplage galvanique, d'un couplage par induction ou d'un couplage par condensateur, un tube de Geissler, une lampe à incandescence, un éclateur ou un tube à effluves : on obtient alors, dans ces appareils, des phénomènes lumineux dont les caractères remarquables sont rendus visibles par le miroir tournant. Parmi les indicateurs qu'on peut employer, le tube à effluves de Gehrke a une importance particulière, parce que le développement de l'effluve sur l'électrode est proportionnel à l'intensité, ce qui permet de comparer entre elles les amplitudes des oscillations. Les oscillogrammes ainsi obtenus photographiquement permettent d'apprécier non seulement la forme des oscillations, mais aussi les longueurs d'onde. Soient en effet :

n le nombre de tours à la minute du moteur qui entraîne le miroir;

H la longueur d'image en millimètres;

R la distance en millimètres entre la plaque photographique et le miroir.

Le temps τ pendant lequel la longueur d'image H a été éclairée, est donné en secondes par

$$\tau = \frac{1}{4\pi}\,\frac{60}{n}\,\frac{H}{R}.$$

Si dans la longueur H, il y a z oscillations complètes, on en déduit le nombre de périodes à la seconde, et par suite la longueur d'onde, par

$$T = \frac{\tau}{z} = \frac{1}{\nu} = \frac{\lambda^{\text{cm}}}{3.10^{10}}.$$

Parmi tous les modes d'emploi possibles de l'oscillographe à

effluves, citons seulement une méthode pour la mesure des longueurs d'onde basée sur le montage de la figure 64.

Supposons que deux générateurs à arc excitent les circuits I et II avec les ondes λ_1 et λ_2. Ces deux systèmes agissent par induction sur un troisième circuit III, qui est apériodique, et qui peut contenir soit le tube de l'oscillographe, soit un détecteur en relation avec un téléphone. Des actions combinées des deux circuits primaires

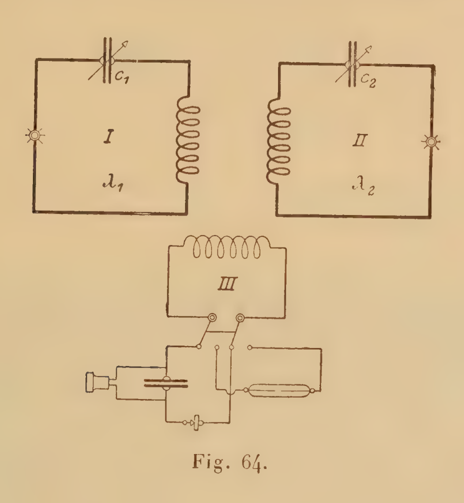


Fig. 64.

résultent dans le troisième des battements, c'est-à-dire une succession rythmée de croissances et de décroissances de l'amplitude des oscillations. Ce phénomène se reconnaît au téléphone à la production d'un son pur, dont on peut faire varier la hauteur comme on veut, et d'une façon continue, en faisant varier les capacités C_1 et C_2. On peut déterminer la valeur absolue de cette hauteur, par exemple à l'aide de résonnateurs étalonnés : soit ν_φ la fréquence du son.

On a alors

$$\nu_\varphi = \frac{\nu_1 - \nu_2}{2} = \frac{1}{T}$$

ou

$$\frac{\lambda_\varphi}{2} = \frac{\lambda_1 \lambda_2}{\lambda_1 - \lambda_2},$$

où ν_1 et ν_2 sont les fréquences des circuits primaires. L'oscillogramme, pris en même temps (la figure 65 en donne un exemple), permet de déduire, de la période T des battements, la période T_0

de l'onde, par

$$T_0 = \frac{T}{z} = \frac{1}{\nu_0},$$

où z représente le nombre d'oscillations complètes pendant une période de battement. Or

$$\nu_0 = \frac{\nu_1 + \nu_2}{2},$$

d'où

$$\nu_1 = \nu_0 + \nu_\varphi = \frac{3.10^{10}}{\lambda_1},$$

$$\nu_2 = \nu_0 - \nu_\varphi = \frac{3.10^{10}}{\lambda_2}.$$

On trouve ainsi les longueurs d'onde des circuits excitateurs. En prenant de ces battements une série de photographies consécutives

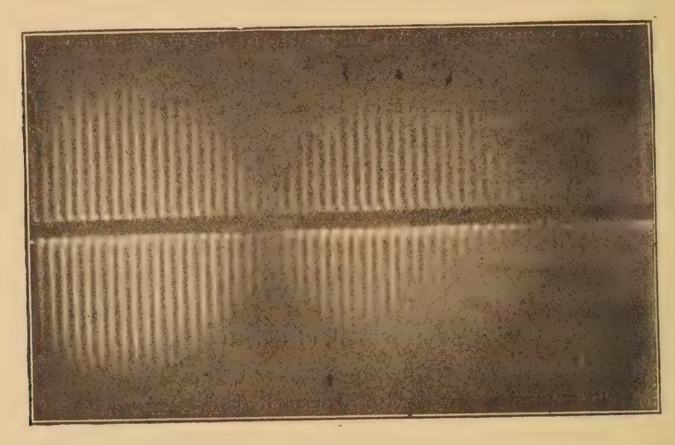


Fig. 65.

à des intervalles de temps égaux, on peut se rendre compte de la constance des ondes produites par les arcs étudiés.

Le disposif qu'on vient d'indiquer pour l'oscillographe à effluves s'étend au cas où l'on peut observer simultanément les oscillogrammes de deux tubes excités par des circuits différents, ces deux circuits réagissant l'un sur l'autre. C'est le cas des dispositifs suivants : circuit d'énergie et antenne dans un poste d'émission fonctionnant avec le système de Braun; deux circuits oscillants dont l'un transmet son énergie à l'autre au moyen d'une excitation par

choc de Wien; les différents circuits d'un appareil d'émission à sons multiples; les différents circuits de résonance d'un alternateur à haute fréquence Goldschmidt; etc. Les images obtenues (de préférence par voie photographique) permettent d'apprécier qualitativement l'intensité, l'énergie empruntée et l'amortissement de chacun des circuits pour divers couplages.

Remarque. — La planche IV donne, pour des valeurs diverses de la self et de la capacité, une représentation graphique de la formule des longueurs d'onde de Thomson

$$\lambda^{m} = \frac{2\pi}{100}\sqrt{L^{cm}\,C^{cm}}.$$

CHAPITRE IV.

AMORTISSEMENT.

Lorsqu'on réunit par un conducteur les armatures d'un condensateur chargé, il se produit une transformation périodique de l'énergie potentielle $\frac{CE_0^2}{2}$ en énergie cinétique $\frac{LJ_0^2}{2}$ et inversement, si le circuit oscillant ne présente pas de pertes. Donc, à un instant quelconque, l'énergie interne A, qui est constante, se compose de deux termes, dont l'un représente l'énergie électrique A_e et l'autre l'énergie magnétique A_m

$$A = A_e + A_m.$$

Mais certaines pertes, comme la transformation de l'énergie électrique en chaleur, ne peuvent jamais pratiquement être évitées; de sorte que la décharge peut aussi se faire apériodiquement, si la résistance effective w du circuit oscillant a une valeur convenable vis-à-vis de la self L et de la capacité C. D'après cela, on peut distinguer les trois cas suivants :

a. $w^2 C > 4L$: la décharge est apériodique;
b. $w^2 C < 4L$: la décharge est oscillante;
c. $w^2 C = 4L$: la décharge reste encore apériodique.

Quelle que soit la manière dont le phénomène se produit, l'énergie électrique est toujours, avant tout, transformée en chaleur Joule, c'est-à-dire que le condensateur perd sa charge. En haute fréquence, il s'agit surtout des phénomènes de décharge oscillante, qui sont caractérisés par ce fait que l'amplitude du courant décroît d'une façon continue. Soit J_0 la valeur maxima de l'intensité au commencement de la décharge (amplitude initiale), le courant à chaque instant t est donné par

$$i_t = J_0 e^{-\frac{w}{2L}t} \sin 2\pi\nu t = A_1 \sin 2\pi\nu t.$$

La grandeur de la chute d'amplitude est évidemment d'un intérêt primordial. Nous exposerons dans ce qui suit la manière de l'étudier, soit par le calcul, soit à l'aide de mesures. Pour faciliter l'exposition, on introduit la notion d'amortissement. On appelle *facteur d'amortissement* le rapport de deux amplitudes distantes d'une période. Cette grandeur est variable ou constante dans le cours des oscillations, suivant que la résistance du circuit dépend ou non de l'intensité du courant et de la fréquence. Ce rapport s'écrit

$$\frac{A_1}{A_2} = \frac{i_t}{i_{t+T}} = \frac{J_0 e^{-\frac{w}{2L}t} \sin 2\pi\nu t}{J_0 e^{-\frac{w}{2L}(t+T)} \sin 2\pi\nu t},$$

$$\frac{A_1}{A_2} = e^{\frac{w}{2L}T} = e^{\delta T},$$

avec $\frac{w}{2L} = \delta =$ facteur d'amortissement et

$$\text{Log}_e \frac{A_1}{A_2} = \delta T = \mathfrak{I}$$

avec $\mathfrak{I} =$ décrément logarithmique d'amortissement.

Un calcul simple permet d'exprimer la valeur de $\mathfrak{I}$ en fonction des différentes grandeurs de la manière suivante :

$$\mathfrak{I} = \frac{w\Omega}{2L^H} T = \frac{w\Omega}{2L^H} \frac{1}{\nu} = \pi w\Omega \sqrt{\frac{C^F}{L^H}} = \frac{1}{150} \frac{C^{cm} w\Omega}{\lambda^m} = \frac{1}{0{,}591} \frac{\lambda^m w\Omega}{L^{cm}}.$$

Une autre représentation importante, et beaucoup plus générale, de la grandeur $\mathfrak{I}$ résulte des considérations suivantes. Soit

$$A_m = \frac{1}{2} L J_0^2$$

l'énergie électromagnétique qui existe dans le circuit à un instant déterminé. Soit

$$A_w = \frac{1}{2} J_0^2 w T$$

l'énergie transformée en chaleur pendant la période suivante. Si

l'on forme le quotient $\frac{A_w}{A_m}$, on obtient

$$\frac{A_w}{A_m} = \frac{\frac{1}{2} J_0^2 w T}{\frac{1}{2} L J_0^2} = \frac{2w}{2L} T = 2\delta T = 2\mathfrak{I}.$$

Ainsi le rapport des deux grandeurs $\frac{A_w}{A_m}$ est égal au double du décrément logarithmique. Tandis que, d'après la première définition, l'amortissement, rapport de deux amplitudes distantes d'une période, ne possède une signification physique que pour des vibrations régulièrement amorties, la notion de $\mathfrak{I}$ d'après ce qui précède, comme quotient de deux énergies, peut s'étendre à tous les phénomènes oscillatoires.

On déduit d'ailleurs de l'expression

$$\mathfrak{I} = \frac{w}{2L} T$$

que, pour que le décrément possède une valeur constante pendant toute la durée des oscillations, il faut que la résistance effective w du circuit oscillant reste constante, hypothèse souvent inexacte, et que la self L et la période T ne subissent pas de variations.

Jusqu'ici nous sommes partis de cette hypothèse qu'un circuit, comprenant un condensateur et possédant une certaine énergie électrique, oscille en perdant cette énergie, qui est ainsi transformée principalement en chaleur. Un autre cas qui peut se produire est celui dans lequel on fournit aux oscillations du circuit, pendant chaque période, une énergie telle que ces oscillations présentent toujours une amplitude constante. On appelle généralement *non amorties* les oscillations de ce genre, bien que cette dénomination puisse induire en erreur (¹). Ce phénomène se produit pratiquement quand un alternateur débite sur un circuit dont l'oscillation propre est en résonance avec celle qui lui est ainsi imprimée.

On verra plus loin qu'un arc peut de même produire, dans un

(¹) Aussi avons-nous toujours employé la dénomination d'oscillations *entretenues* dans cette traduction. (*Note du Traducteur.*)

système susceptible d'oscillations monté aux bornes de cet arc, des vibrations continues d'amplitude constante. Dans ce cas encore, la notion d'amortissement possède sa pleine signification, les pertes qui se produisent s'opposant à ce que l'amplitude aille continuellement en croissant. En effet, à chaque période, la source fournit une nouvelle énergie au circuit; donc l'amplitude du courant ne peut croître que jusqu'à ce qu'il s'établisse un état d'équilibre entre l'énergie fournie et l'énergie dépensée. D'après ce qui précède, le décrément logarithmique d'amortissement est alors

$$\mathfrak{I} = \frac{1}{2}\,\frac{\text{Perte d'énergie pendant une période}}{\text{Energie totale}}.$$

Comme on a d'ailleurs coutume d'exprimer l'énergie dépensée dans un appareil par

$$A_n = ei\cos\varphi,$$

où e représente la valeur efficace de la tension aux bornes, i celle de l'intensité, et φ la différence de phase entre le courant et la tension, il est facile d'établir la relation qui existe entre $\mathfrak{I}$ et $\cos\varphi$. Des équations

$$\mathfrak{I} = \frac{\frac{1}{2}\,\frac{J_0^2 w}{2}\,T}{\frac{LJ_0^2}{2}}, \qquad \frac{J_0^2 w}{2}\,T = ei\cos\varphi\,T$$

et

$$J_0 = E_0\sqrt{\frac{C}{L}}, \qquad E_0 = \sqrt{2}.e,$$

on déduit

$$\mathfrak{I} = \pi\cos\varphi.$$

La connaissance de $\mathfrak{I}$ permet donc le calcul de l'énergie dépensée dans un circuit de haute fréquence; et pour cela il est indifférent que les oscillations résultent d'une série de décharges amorties, ou qu'elles soient produites par un arc chantant ou au moyen d'une machine.

Pour mesurer le décrément logarithmique lui-même, on a indiqué un grand nombre de méthodes (par exemple avec un tube de Braun, un détecteur magnétique, un tube à effluves, un interrupteur pen-

dulaire, etc.). Dans la pratique de la télégraphie sans fil, les méthodes de mesures les plus importantes sont :

I. La méthode de comparaison (méthode du maximum ou méthode du zéro);

II. La méthode par résonance;

III. La méthode directe (mesure de l'intensité et de la tension).

La première sert surtout à évaluer la part d'amortissement due à des appareils séparés (condensateurs, bobines à noyau de fer, etc.); la méthode par résonance, qui repose sur les équations de Bjerkness, permet de mesurer rapidement le décrément d'un circuit tout entier; la troisième méthode, avec des oscillations entretenues, présente de nombreux avantages, tant au point de vue de la simplicité des dispositifs que de l'exactitude des résultats.

Dans la plupart des méthodes, les mesures sont exécutées de la manière suivante : un circuit excitateur (oscillateur) agit sur un circuit de résonance (résonnateur), et à l'aide de ce phénomène; il faut déterminer l'amortissement de l'un ou de l'autre des circuits, ou de leur ensemble, ou seulement d'appareils qui y sont intercalés. Dans l'évaluation des résultats, il faut tenir compte de la façon dont se produit le courant dans les circuits; tenir compte en particulier si l'excitation primaire est faite à l'étincelle ordinaire, ou par choc électrique, ou bien à l'aide d'une machine à haute fréquence ou d'un arc. C'est surtout dans l'emploi de la méthode de résonance que cela demande à être examiné avec soin.

a. *Excitation à l'étincelle ordinaire.* — Les deux circuits étant en couplage lâche, le courant dans le résonnateur dépend en général de la grandeur des décréments de ces deux circuits. Leur somme se déduit des relations de Bjerkness

$$\vartheta_1 + \vartheta_2 = \pi \frac{C_r - C}{C} \sqrt{\frac{i^2}{i_r^2 - i^2}}.$$

C_r est la valeur de la capacité du condensateur variable ou secondaire lorsque les deux circuits vibrent avec la même période propre, c'est-à-dire lorsque le courant dans le résonnateur présente son maximum i_r. Si l'on désaccorde le secondaire en faisant varier sa capacité jusqu'à la valeur C, le courant tombe à la valeur i. Si l'on

produit ce désaccord de part et d'autre à partir de la position de résonance et si l'on suppose que dans les deux cas le courant est tombé à la même valeur i, l'équation ci-dessus prend la forme

$$\vartheta_1 + \vartheta_2 = \frac{\pi}{2} \frac{C' - C''}{C_r} \sqrt{\frac{i^2}{i_r^2 - i^2}}.$$

Si, au lieu des capacités, on introduit les longueurs d'onde correspondantes

$$\vartheta_1 + \vartheta_2 = \pi \frac{\lambda' - \lambda''}{\lambda_r} \sqrt{\frac{i^2}{i_r^2 - i_2}}.$$

Il ressort de la forme de ces équations que la valeur absolue de l'intensité du courant est inutile pour la mesure du décrément; il suffit de connaître n'importe quelle grandeur α proportionnelle au carré du courant i. Ce qui permet d'écrire les relations ci-dessus de la manière suivante :

$$\vartheta_1 + \vartheta_2 = \frac{\pi}{2} \frac{C' - C''}{C_r} \sqrt{\frac{\alpha}{\alpha_r - \alpha}},$$

$$\vartheta_1 + \vartheta_2 = \pi \frac{\lambda' - \lambda''}{\lambda_r} \sqrt{\frac{\alpha}{\alpha_r - \alpha}}.$$

Si d'ailleurs on s'arrange de manière que $\alpha = \frac{\alpha_r}{2}$, les relations se simplifient et l'on a

$$\vartheta_1 + \vartheta_2 = \frac{\pi}{2} \frac{C' - C''}{C_r} = \pi \frac{\lambda' - \lambda''}{\lambda_r}.$$

b. Excitation par choc. — Si le résonnateur est mis en vibration par un choc parfait, l'influence de l'oscillateur sur les ondes du secondaire disparaît, l'amortissement de ces ondes ne dépendant plus que de la grandeur des pertes dans le circuit secondaire. On obtient alors, avec la même condition que précédemment $\left(\alpha = \frac{\alpha_r}{2}\right)$, la formule

$$\vartheta_2 = \pi \frac{\lambda' - \lambda''}{\lambda_r}.$$

Si donc on emploie un excitateur approprié, le décrément logarithmique de l'un des circuits est sans influence sur le second.

Quand il s'agit d'évaluer de petits amortissements, il est souvent avantageux, au lieu de désaccorder deux fois le secondaire, de

déduire le décrément cherché des résultats qu'on obtient avant et après introduction d'un amortissement supplémentaire connu. On crée ainsi, à l'aide de résistances étalonnées, deux états caractéristiques, d'où l'on déduit la valeur cherchée $\mathfrak{S}_2$ de la manière suivante :

Si a trains d'ondes amortis se succèdent dans le résonnateur en une seconde, l'énergie électrique qui, pendant cette seconde, est transformée en chaleur dans un appareil thermique de résistance w_H a pour valeur

$$W = i_H^2 w_H = a w_H \int_0^\infty i^2\,dt = a w_H \int_0^\infty J_0^2 e^{-2\delta t} \sin^2 2\pi\nu t\,dt,$$

$$W = a w_H J_0^2 \frac{1}{4\delta\left[1+\left(\frac{\delta}{2\pi\nu}\right)^2\right]} \cong a\frac{J_0^2 w_H}{4\delta}.$$

Si le circuit oscillant possède la première fois un facteur d'amortissement δ_2, la seconde fois $\delta_2 + \Delta\delta_2$, la quantité de chaleur dégagée chaque fois est

$$W_1 = i_1^2 w_H = a\frac{J_0^2 w_H}{4\delta_2},$$

$$W_2 = i_2^2 w_H = a\frac{J_0^2 w_H}{4(\delta_2 + \Delta\delta_2)},$$

d'où

$$\frac{i_2^2}{i_1^2 - i_2^2} = \frac{\delta_2}{\Delta\delta_2} = \frac{\mathfrak{S}_2}{\Delta\mathfrak{S}_2}.$$

Donc

$$\mathfrak{S}_2 = \Delta\mathfrak{S}_2 \frac{i_2^2}{i_1^2 - i_2^2} = \Delta\mathfrak{S}_2 \frac{\alpha_2}{\alpha_1 - \alpha_2}.$$

Au lieu du décrément logarithmique, on peut, puisque la capacité et la longueur d'onde restent constantes, introduire les résistances

$$w_2 = \Delta w_2 \frac{i_2^2}{i_1^2 - i_2^2}.$$

Dans le cas particulier où $i_2^2 = \frac{i_1^2}{2}$, la formule se simplifie et devient

$$w_2 = \Delta w_2.$$

c. Excitation par oscillations entretenues. — Dans le troisième

dispositif, qui est dans la plupart des cas le plus commode à employer, on se sert comme excitateur d'un circuit parcouru par des oscillations entretenues, qui agit par induction sur le résonnateur. Si l'on cherche encore ici à mesurer l'amortissement du secondaire par désaccord, la marche de la mesure et les équations finales restent les mêmes que dans le cas précédent

$$\mathfrak{S}_2 = \pi \frac{\lambda' - \lambda''}{\lambda_r}.$$

Si, au contraire, on veut trouver le décrément logarithmique en introduisant dans le circuit un amortissement connu $\Delta\mathfrak{S}_2$, on a, d'après les formules générales des courants alternatifs,

$$\mathfrak{S}_2 = \Delta\mathfrak{S}_2 \frac{i_2}{i_1 - i_2} = \Delta\mathfrak{S}_2 \frac{\sqrt{\alpha}}{\sqrt{\alpha_r} - \sqrt{\alpha}}.$$

On obtient de même la résistance cherchée w_2 en lisant l'intensité dans le résonnateur accordé, avec ou sans résistance supplémentaire Δw_2

$$e = i_1 w_2 = i_2(w_2 + \Delta w_2),$$

$$w_2 = \Delta w_2 \frac{i_2}{i_1 - i_2}.$$

Et d'ailleurs pour $i_1 = 2 i_2$ ou $\alpha_r = 4\alpha$

$$w_2 = \Delta w_2.$$

Comparons les deux équations finales auxquelles on arrive suivant qu'on emploie des oscillations entretenues

$$\mathfrak{S} = \Delta\mathfrak{S} \frac{i_2^2}{i_1^2 - i_2^2}, \qquad \mathfrak{S} = \Delta\mathfrak{S} \frac{i_2}{i_1 - i_2}.$$

La différence entre ces deux expressions s'explique aisément par la différence entre les deux phénomènes au point de vue physique. Dans le premier cas, l'énergie communiquée au secondaire est dépensée pendant la durée d'un train d'ondes amorties, l'emmagasinement d'énergie et sa dépense se succédant à des intervalles de temps plus ou moins réguliers; au contraire, dans le cas où l'on emploie des oscillations entretenues, la perte d'énergie qui se pro-

duit à chaque période dans le résonnateur est compensée par un apport correspondant du primaire.

1. Mesure de l'amortissement dû aux isolateurs en haute fréquence par la méthode de comparaison. — On a déjà donné, au sujet de la mesure des constantes diélectriques des solides et des liquides, un résumé des propriétés que doit posséder une matière isolante pour la haute fréquence. Comme complément à ces considérations, nous indiquerons, dans ce qui suit, les méthodes qui permettent de mesurer les pertes par hystérésis diélectriques, par courants tourbillonnaires, par dérivation et par aigrettes. Dans la plupart des cas, d'ailleurs, il suffira de déterminer quel est celui des corps étudiés qui semble le plus propre au but qu'on a en vue. Nous décrirons donc :

a. La manière de mesurer les pertes diélectriques dans le corps, ce qui importe surtout pour la construction des condensateurs;

b. La manière d'évaluer l'influence sur l'amortissement total des courants tourbillonnaires et des dérivations qui se produisent dans les isolants qui supportent les enroulements des bobines et des variomètres;

c. La manière la plus simple de comparer des isolateurs soumis à des tensions de haute fréquence.

a. Le corps à étudier constitue le diélectrique du condensateur C_x (*fig.* 66). Le circuit résonnateur II est faiblement couplé

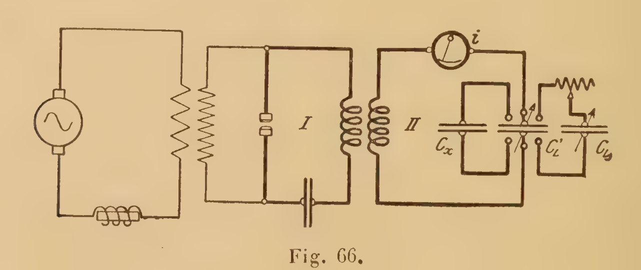


Fig. 66.

avec un circuit excitateur fortement amorti ; on le met en résonance avec lui, d'abord en faisant varier $C_x + C_L'$, puis en employant un condensateur à air sans pertes $(C_L + C_L')$. Le rapport des décréments logarithmiques du circuit de résonance est alors égal au rapport

inverse des carrés des intensités trouvées dans les deux cas

$$\frac{i_x^2}{i_L^2} = \frac{\mathfrak{I}_L}{\mathfrak{I}_x}.$$

Par un choix convenable de la résistance w, on peut amener i_x et i_L à la même valeur; l'amortissement dû au condensateur C_x se calcule alors par

$$\mathfrak{I}_L = \mathfrak{I}_x = \frac{1}{150} \frac{C_x^{cm} w \Omega}{\lambda^m}.$$

L'amortissement $\mathfrak{I}_x$ dépend de la composition chimique particulière de l'isolant, ainsi que de la tension à laquelle il est soumis par unité de volume. La manière la plus simple d'évaluer l'influence de la tension (en volts par centimètre cube du corps) consiste à exciter l'oscillateur à l'aide d'un arc. En faisant alors varier, soit l'énergie dans le primaire, soit l'accouplement des deux circuits, on peut étudier la variation de la résistance w due aux pertes en fonction de la tension e_c aux bornes du condensateur. Comme

$$e_c = 477{,}5\, i \frac{\lambda^m}{C^{cm}}$$

on obtient, la longueur d'onde et la capacité étant constantes,

$$w \text{ par cm}^3 = f(e_c) = f(i).$$

En comparant les résultats donnés par l'excitation par étincelles avec ceux que donne l'emploi d'oscillations entretenues, on peut se rendre compte si la valeur $\mathfrak{I}_x$ de l'amortissement dépend de l'allure des oscillations, et dans quelle mesure. En mettant le condensateur étudié C_x dans un bain d'huile à température variable, on peut voir comment la résistance due aux pertes varie avec la température. Le montage ci-dessus permet encore de savoir jusqu'à quel point une variation de fréquence influe sur la grandeur des pertes diélectriques.

On peut encore se rendre compte de l'ordre de grandeur de l'énergie dépensée par effluves : il suffit pour cela de faire, par la méthode précédente, deux mesures d'amortissement, la première en laissant les condensateurs dans l'air, et la seconde en les plongeant dans un bain d'huile qui s'oppose aux effluves.

Comme tout condensateur, qui est le siège d'une perte d'énergie, peut être supposé remplacé par un condensateur sans pertes monté en parallèle avec une résistance ohmique, il se comporte dans un circuit oscillant comme si sa capacité était augmentée.

b. A côté de leur emploi comme diélectriques dans les condensateurs, les isolants servent aussi à supporter des enroulements dans différents appareils, soit qu'on bobine les fils sur un corps isolant, soit qu'on les noie dans une masse isolante. Il en résulte dans la plupart des cas un accroissement des pertes totales dans le circuit, dû à ce que les courants tourbillonnaires et les courants de perte par conductibilité, ainsi que la conduction superficielle, produisent une augmentation apparente de la résistance effective de l'enroulement lui-même. Les matières qu'on peut employer dans ce but sont : le caoutchouc durci, le carton, le bois, la fibre, le pertinax, l'ébonite, l'amiante, le verre, la porcelaine, la stabilite, la paraffine, etc.

Le dispositif de la figure 67 peut servir à comparer les accroissements d'amortissement produit par ces divers corps. Supposons que, le résonnateur II étant couplé lâche avec le circuit primaire I et accordé sur lui, l'ampèremètre thermique indique l'intensité i_1. On place alors la matière à étudier sur la bobine plate L, on vérifie l'exactitude de l'accord, et l'on constate que l'indication de l'appareil tombe à i_2. On refait cette mesure pour tous les isolants à tour de rôle, après leur avoir donné à tous les mêmes dimensions, et l'on déduit de la manière suivante le rapport de deux augmentations de résistance ainsi produites, à longueur d'onde constante.

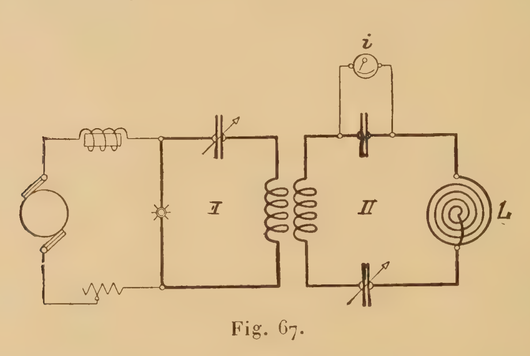


Fig. 67.

Pour le corps A, on a

$$w_x = w\,\frac{i_1 - i_2}{i_2};$$

Pour le corps B

$$\varpi'_x = \varpi \frac{i'_1 - i'_2}{i'_2},$$

d'où

$$\frac{\varpi_x}{\varpi'_x} = \frac{i_1 - i_2}{i_2} \frac{i'_2}{i'_1 - i'_2}.$$

En prenant un certain corps comme corps de comparaison (par exemple le caoutchouc durci) on peut ainsi dresser un tableau d'où ressort la valeur relative des différents corps à ce point de vue.

c. Ces mesures sont particulièrement importantes pour les isolateurs de haute fréquence proprement dits, tels que ceux dont on

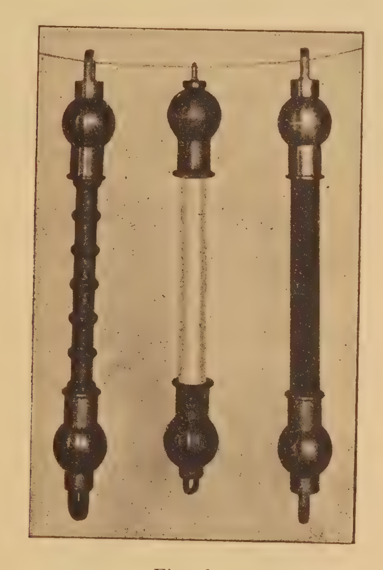


Fig. 68.

Isolateurs d'antenne (C. Lorenz A.-G., Berlin).

se sert pour isoler les fils d'antenne et les fils des contrepoids, ainsi que pour fractionner les haubans. Les figures 68 et 69 donnent quelques exemples des formes réalisées. De plus, on a besoin d'isolateurs spéciaux de support ou de traversée : ce qui a donné naissance à une série d'appareils nouveaux dont les figures 70 et 71 montrent le principe sans autre explication. Toutes ces formes sont dues à ce que les conditions auxquelles les isolateurs doivent satis-

faire en haute fréquence ne sont pas les mêmes qu'en basse fréquence. En basse fréquence, on tient compte surtout de la tension



Fig. 69.

Isolateurs (C. Lorenz A.-G., Berlin).

de rupture; dans l'autre cas, au contraire, les conditions essentielles sont d'abord de réduire au minimum les pertes diélectriques et les



Fig. 70.

Isolateur de traversée d'après Kuhlmann.

pertes par dérivation dans l'isolateur; ensuite, il faut donner une forme telle qu'en aucun point la densité du champ électrique n'at-

teigne une valeur suffisante pour donner lieu à des effluves. Le principal danger pour les isolateurs de haute fréquence, au point de vue de leur solidité tant électrique que mécanique, résulte des considérations physiques suivantes : les moindres effluves donnent lieu à un accroissement apparent de la capacité totale du dispositif, ainsi que l'avait déjà remarqué Tesla. Cette capacité supplémentaire est parcourue par des courants wattés et déwattés, ceux-ci croissant proportionnellement à la fréquence. La chaleur développée de ce fait croît donc à peu près proportionnellement au carré de la fréquence.

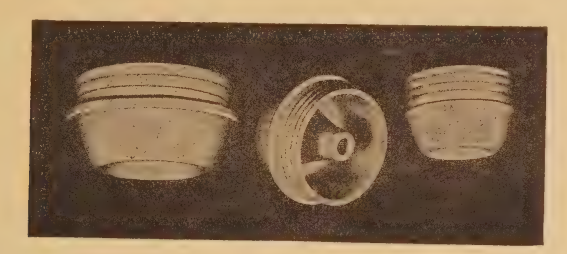


Fig. 71.

Isolateurs de traversée d'après Rein (C. Lorenz A.-G., Berlin).

Il en résulte que les couches d'air voisines, sous l'influence de cet échauffement, perdent leurs propriétés isolantes, et ce phénomène a tendance à s'étendre de proche en proche. Donc, tandis que les effluves qui se produisent aux arêtes et aux pointes peuvent rester sans importance en basse fréquence, elles peuvent, en haute fréquence, amener l'isolant à subir des effets dangereux. A cela vient encore s'ajouter la perte diélectrique dans l'isolateur, qui croît à peu près proportionnellement à la fréquence. Pour éviter tous ces défauts, il faut donc constituer l'isolateur de telle sorte que :

a. La densité électrique ne soit nulle part suffisante pour donner lieu à des effluves ;

b. L'isolant employé donne le moins de pertes possible et ne possède qu'une faible conductibilité diélectrique ;

c. Le volume de l'isolateur lui-même soit aussi réduit que la résistance mécanique le permet.

On peut comparer la valeur des différentes formes d'isolateurs en réunissant un de ces appareils d'une part à la terre, d'autre part à un transformateur de Tesla. On établit la résonance des deux cir-

cuits, en faisant varier la capacité du condensateur primaire, et ensuite on observe à la chambre noire pour quelles formes il se produit des effluves. De l'échauffement de l'isolant lui-même, on

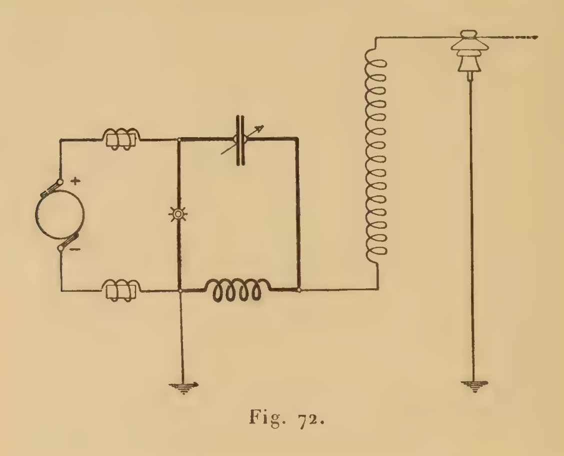


Fig. 72.

peut tirer une conclusion sur la possibilité de son emploi. Il faut cependant remarquer que les résultats obtenus avec des oscillations non amorties peuvent ne pas toujours valoir pour les installations qui fonctionnent avec des trains d'ondes amortis.

2. **Mesure des pertes dans le fer en haute fréquence par la méthode de comparaison.** — De nombreux travaux scientifiques ont montré que le fer soumis au champ magnétisant d'une bobine parcourue par des courants alternatifs de haute fréquence se comporte, en général, comme avec un courant alternatif de fréquence faible. D'autre part, en construisant un certain nombre de machines à haute fréquence (Tesla, Fessenden, Goldschmidt), on a été amené à constater la valeur technique du fer, même pour la construction d'appareils radiotélégraphiques. Il n'y a donc plus aucun motif de renoncer à l'emploi de ce corps pour la constitution des transformateurs de couplage, de variomètres et de bobines d'accord. Dans beaucoup de cas, en effet, on sera amené à se servir du fer pour obtenir de fortes selfs sous de faibles dimensions. Pour évaluer les dimensions à donner au noyau de fer lui-même, il faut connaître la grandeur de l'action de surface et celle des pertes d'énergie dans la matière employée.

a. Action de surface. — Pour mesurer l'action de surface ainsi que les pertes qui se produisent dans un échantillon de fer, il est avantageux de se servir de la méthode de substitution, qu'on a déjà employée pour mesurer l'amortissement dû aux condensateurs. Pour cela, on constitue, de la manière habituelle, le noyau d'une bobine par un tore fait du corps à étudier (*fig.* 73). Les circuits I et II, en

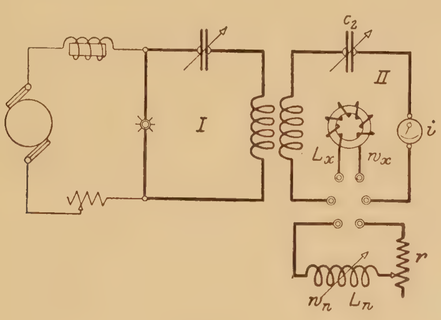


Fig. 73.

couplage lâche, sont d'abord accordés sur une certaine longueur d'onde λ, la bobine à noyau de fer de self L_x ayant été intercalée dans le circuit II. Puis, on met cette bobine hors circuit, on la remplace par un variomètre sans fer et, laissant le condensateur fixe, on fait varier ce variomètre jusqu'à la valeur L_n qui donne la déviation maxima à l'ampèremètre. Enfin, on ramène l'intensité du courant à la valeur qu'elle avait dans la première mesure à l'aide d'une résistance r exempte de capacité et de self-induction.

On a alors, pour la longueur d'onde λ et l'intensité i,

$$L_x^{\text{Henry}} = L_n^{\text{Henry}} = \frac{1}{(2\pi\nu)^2 C_2^{\text{Farad}}}.$$

Et des équations

$$e = 4{,}44\,\nu z B_{\text{max}} q\, 10^{-8} = i\, 2\pi\nu L_n.$$

On déduit l'induction apparente B_{max}

$$B_{\text{max}} = \frac{i\, 2\pi\nu L_n}{4{,}44\,\nu z q}\, 10^8 = 1{,}415\, \frac{L_n}{zq}\, i\, 10^8,$$

où

e = tension aux bornes de la bobine en volts,
z = nombre de spires de la bobine à noyau de fer,
q = section du fer en centimètres carrés.

En répétant la mesure pour d'autres intensités i, on obtient, pour une longueur d'onde donnée, la courbe d'aimantation

$$B_{max} = f\ (\text{ampères-tours par centimètre}).$$

En général, la courbe obtenue change d'allure quand on refait les mesures pour une autre longueur d'onde : cela montre que, par suite des courants tourbillonnaires, l'induction ne reste pas constante sur toute la section q, même quand on emploie des lames minces ou des fils de fer séparés très fins. On peut aussi, pour de faibles fréquences, faire la mesure par la méthode ordinaire du wattmètre. On obtient alors une induction régulière B_{0max}, et le facteur $\frac{B_{max}}{B_{0max}}$, rapport de l'induction apparente à l'induction réelle, représente une mesure de l'affaiblissement de l'induction maxima. On peut ainsi se rendre compte de l'action de surface, pour la longueur d'onde considérée λ, suivant le nombre d'ampères-tours par centimètre de la ligne de force moyenne. Pour un courant magnétisant de valeur constante, l'induction apparente décroît quand la fréquence s'élève. La perméabilité apparente de l'échantillon de fer étudié se calcule alors par

$$\mu = \frac{B_{max}}{H} = 1,415\,\frac{L_n\, i\, 10\, l_m\, 10^8}{zq\, 4\pi i z},$$

$$\mu = 1,128\,\frac{l_m}{z^2 q}\,L_n\, 10^8,$$

$\mu = f$ (ampères-tours) pour une longueur d'onde constante,
$\mu = f$ (longueur d'onde) pour un nombre d'ampères-tours constant.

Le fait qu'il existe une action de surface éclaire le rapport qui existe entre la conductibilité électrique du fer et sa perméabilité magnétique. Plus la première est faible, plus la résistance qui s'oppose aux courants tourbillonnaires est grande, et plus la distribution du champ magnétique sur la section du fer est régulière. Mais, comme d'autre part, la conductibilité électrique varie avec l'échauffement, les grandeurs mesurées ne sont comparables que si la température du fer a été maintenue constante.

b. Pertes dans le fer. — Les pertes par hystérésis et courants tourbillonnaires qui se produisent inévitablement dans un noyau de

fer soumis à une force magnétisante périodique se calculent par

$$A_H = \eta \nu V B_{0\,max}^{1,6}\, 10^{-7} \text{ watts},$$
$$A_w = \xi \nu^2 \delta^2 V B_{0\,max}^{2}\, 10^{-14} \text{ watts},$$

où V représente le volume du noyau de fer en centimètres cubes, $B_{0\,max}$ l'induction maxima par centimètre carré, δ l'épaisseur des tôles en centimètres, η et ε deux coefficients qui varient suivant la nature du fer, mais qui sont compris en moyenne entre 0,002 et 2. Si donc on veut, en haute fréquence, avoir de faibles pertes dans le fer, il faut, pour un volume donné V, choisir l'épaisseur des lames et le flux maximum suffisamment petits. Il faut cependant remarquer que, en raison de l'espace notable qu'occupent les isolements au papier ou à la gomme laque quand on se sert de fer finement divisé, il peut être meilleur, pour réduire les pertes, d'augmenter l'épaisseur des lames et avec elle la section de fer, et de diminuer ainsi, pour un flux donné, l'induction par centimètre carré, que de diminuer trop δ, ce qui augmente la densité du flux et par suite les pertes.

Ayant mesuré, par la méthode précédente, la résistance r équivalente aux pertes, on peut calculer l'ensemble des pertes dans le fer par

$$A_H + A_w = i^2(r + w_n).$$

On évalue ainsi, le volume étant connu, le nombre de watts par centimètre cube dépensés en fonction de l'induction B_{max} et de la longueur d'onde λ. Mais il faut encore remarquer, ici, que les valeurs obtenues dépendent de la résistivité du corps, laquelle est à son tour fonction de la température. Il faut donc, pour faire des mesures à l'abri de toute objection, plonger l'anneau dans un bain d'huile.

On peut alors établir les courbes suivantes :

watts/cm$^3 = f(\lambda)$ pour un nombre d'ampères-tours constant,
watts/cm$^3 = f(B_{max})$ pour une longueur d'onde constante,
watts/cm$^3 = f(\delta)$ le nombre d'ampères-tours et la longueur d'onde étant constants.

Au lieu d'employer la méthode de comparaison, il peut y avoir avantage à effectuer la mesure par voie indirecte à l'aide d'un alternateur à haute fréquence (*fig.* 74). La vitesse de rotation de la

machine étant maintenue constante, on donne d'abord à la capacité C du condensateur variable une valeur telle que l'ampèremètre indique le maximum i. Puis on déplace la prise de contact du voltmètre le long du potentiomètre à capacité jusqu'à ce que ce voltmètre pré-

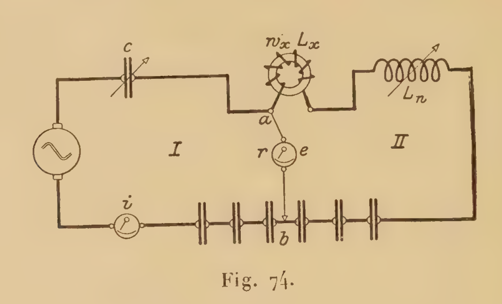


Fig. 74.

sente la déviation minima. On achève le réglage à l'aide du variomètre à air L_n et l'on déduit les pertes dans le fer de

$$A_H + A_w = ei = i^2 w_x.$$

Mais une mesure exacte exige les corrections suivantes :

α. La résistance mesurée entre les points a et b ne comprend pas seulement la résistance due aux pertes dans le fer, mais aussi celle du variomètre L_n, celle des spires de la bobine, et celle des condensateurs qui, suivant la position de la prise de contact b, appartiennent au circuit II. Il faut donc retrancher ces résistances de la grandeur mesurée w_x, pour avoir celle qui est véritablement due aux pertes dans le fer;

β. L'intensité lue i doit être diminuée de la valeur $\frac{e}{r}$ de l'intensité dans le voltmètre;

γ. Il faut déterminer si la valeur L_n de la self du variomètre à air est négligeable vis-à-vis de celle de la bobine à noyau de fer.

3. **Mesure de la résistance effective des bobines d'accord.** — Une notable fraction de l'énergie de haute fréquence utilisable est, dans les postes d'émission ou de réception, perdue dans les résistances effectives des bobines et des variomètres intercalés. La réduction des pertes dans ces enroulements est donc d'une grande importance pour le bon établissement des stations. Ce sont surtout l'effet de

peau et les phénomènes dans le diélectrique qui produisent un accroissement apparent de la résistance du fil, vis-à-vis de celle qu'on mesurerait en courant continu. Cet accroissement de résistance dépend :

a. De la longueur d'onde (Tesla);

b. Du fil employé : suivant le métal qui le constitue, sa section, le nombre et l'épaisseur des différents fils et la manière dont ils sont torsadés;

c. De la forme des bobines (bobine cylindrique, plate ou conique, pas d'enroulement, nombre de couches);

d. De l'isolant qui sépare les fils et de celui qui constitue le noyau de la bobine.

Les formules indiquées jusqu'ici pour calculer *a priori* la résistance effective d'une bobine en haute fréquence ne peuvent être utilisées que dans des cas particuliers. Pour beaucoup d'appareils

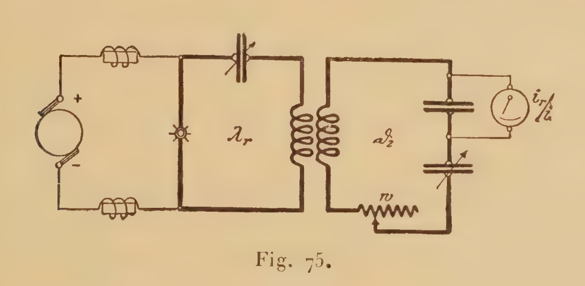


Fig. 75.

du genre de ceux qu'exige l'installation d'ensemble d'une station, le calcul ne donne pas de résultats certains. Mais si l'on a mesuré pour une forme de bobine donnée une série de valeurs de l'amortissement, on peut, dans beaucoup de cas, prévoir la résistance effective d'une autre bobine de même forme, tant qu'on n'apporte pas de modifications essentielles. Cependant, la manière de construire les bobines est tellement variable qu'on est presque toujours obligé de recourir à une mesure pour connaître leur amortissement. Cette mesure s'effectue à l'aide du montage de la figure 75.

On accorde le circuit de réception sur l'onde λ_r du circuit excitateur. Alors, la résistance w étant hors circuit, l'ampèremètre indique un maximum i_r. Laissant fixe la longueur d'onde λ_r, on met la résistance w en circuit, et le courant tombe à la valeur i. On

a alors pour la résistance de l'ensemble du circuit résonateur

$$w_2 = w \frac{1}{\frac{i_r}{i} - 1} = w \frac{i}{i_r - i}.$$

L'ampèremètre introduisant dans le système une résistance effective w_i, facile à déduire de la planche II, on calcule la résistance cherchée w_L de la bobine, en admettant que les condensateurs n'ont pas de pertes, par

$$w_L = w_2 - w_i.$$

D'où

$$\mathfrak{I}_L = \frac{1}{150} \frac{C^{cm} w_L^{\Omega}}{\lambda_r^{m}}.$$

Comme indicateur de courant, on peut employer indifféremment un thermo-élément, un bolomètre, un thermogalvanomètre, etc. Pour augmenter l'exactitude des mesures, il est souvent avantageux de coupler l'ampèremètre (par exemple un ampèremètre thermique) avec le résonateur par induction. Pour connaître l'accroissement apparent w_x que subit de ce fait la résistance du circuit de mesure, on exécute la mesure qui vient d'être décrite pour deux couplages différents du circuit apériodique avec le résonateur. En supposant, ce qui est facile à réaliser pratiquement, que la résistance inductive du troisième système est négligeable vis-à-vis de sa résistance ohmique w_3, on obtient dans les deux cas, pour w_x,

$$w_x = \frac{(2\pi\nu)^2 M^2}{w_3}, \qquad w'_x = \frac{(2\pi\nu)^2 M'^2}{w_3} = m w_x,$$

où M et M′ sont les coefficients d'induction mutuelle entre le circuit de l'indicateur et le circuit de mesure. La valeur cherchée de la résistance de la bobine se calcule alors de la manière suivante

$$w_L = w_2 - w_x = w'_2 - m w_x$$

et

$$w_x = \frac{w}{m - 1}\left[\frac{i'}{i'_r - i'} - \frac{i}{i_r - i}\right],$$

avec

$$m = \frac{M'^2}{M^2} = \left(\frac{i'_r}{i_r}\right)^2 \left(\frac{w'_2}{w_2}\right)^2 = \left[\frac{i'_r}{i_r} \frac{i'}{i'_r - i'} \frac{i_r - i}{i}\right]^2.$$

En reprenant ces mesures pour des longueurs d'onde différentes, on constate que la résistance ϖ_L augmente avec la fréquence.

4. **Mesure des résistances en haute fréquence.** — Le montage qui sert à la mesure (*fig.* 76) se relie étroitement à celui qu'on vient de décrire. En faisant varier la capacité C_2 du résonateur, on établit deux courbes de résonance, d'abord sans la résistance ϖ, puis avec

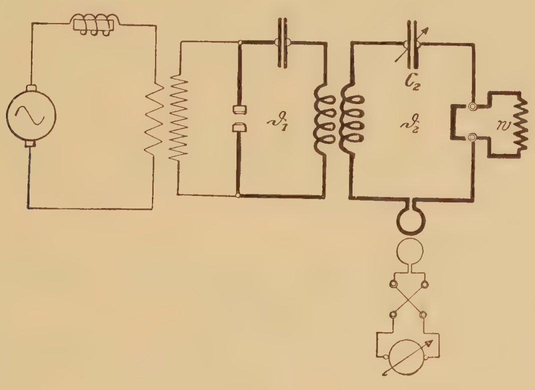


Fig. 76.

cette résistance (α étant la déviation au galvanomètre). L'amortissement total des deux circuits oscillants se calcule à l'aide des équations données au début de ce Chapitre :

a. Résistance hors circuit

$$\mathfrak{J}_1 + \mathfrak{J}_2 = \frac{\pi}{2} \frac{C'_2 - C''_2}{C_{2_r}} \sqrt{\frac{\alpha}{\alpha_r - \alpha}} = a_1;$$

b. Résistance en circuit

$$\mathfrak{J}_1 + \mathfrak{J}_2 + \Delta\mathfrak{J}_2 = \frac{\pi}{2} \frac{C'_2 - C''_2}{C_{2_r}} \sqrt{\frac{\alpha'}{\alpha'_r - \alpha'}} = a_2,$$

d'où

$$\Delta\mathfrak{J}_2 = a_2 - a_1,$$

$$\varpi = 150 \frac{\lambda^{m}}{C_{2_r}^{cm}} \Delta\mathfrak{J}_2.$$

Si l'on excite le résonateur par choc, à l'aide d'un éclateur à étin-

celles éteintes, la valeur cherchée w se déduit de la résistance w_2 du circuit et des déviations α_1 et α_2 du galvanomètre relié au thermo-élément par

$$w = w_2 \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{\alpha_2}.$$

5. **Mesure de l'amortissement des éclateurs.** — L'éclateur a pour objet, d'abord de permettre la décharge du condensateur du circuit excitateur et, ensuite, de laisser passer les oscillations de haute fréquence. C'est la partie la plus importante dans toutes les stations radiotélégraphiques qui ne produisent pas leur énergie de haute fréquence avec des machines. Il joue le rôle d'un organe de mise en action automatique, permettant à l'énergie d'être alternativement emmagasinée et dépensée en vibrations dans le circuit. Les questions suivantes sont celles qui présentent le plus d'intérêt au point de vue des mesures :

a. Influence de l'éclateur sur la période des oscillations;

b. Énergie dépensée dans l'éclateur.

Dans la pratique, le premier phénomène, même quand on a en vue des générateurs à arc, n'a pas une importance assez grande, pour qu'on mesure les modifications qu'il produit. Mais, pour la construction des éclateurs, il importe de connaître les pertes inhérentes à tout phénomène d'étincelles. Pour s'en faire une idée, il n'est pas mauvais de voir clairement de quelles grandeurs physiques dépendent les pertes dans les éclateurs. La résistance d'un éclateur se compose de la résistance de l'anode et de la cathode et de celle de l'étincelle elle-même. D'autre part, la valeur de ces diverses résistances dépend de son côté de l'intensité du courant, laquelle croît avec le potentiel de décharge. La tension explosive elle-même, qui intervient en dernière analyse dans la grandeur de la résistance amortissante, dépend :

a. De la forme et de la distance des électrodes;

b. Du corps qui constitue les électrodes;

c. De la nature, de la pression et de la température du milieu qui occupe l'espace compris entre les électrodes.

La forme des électrodes et leur distance ont une influence considérable sur la répartition du champ électrostatique : ce qui permet de se fixer à volonté une limite pour le potentiel explosif. Les éclateurs à pointe possèdent une tension explosive moindre que ceux dans lesquels le champ entre les électrodes est uniforme.

De même, la matière qui constitue les électrodes joue aussi un rôle important. Car, si cette matière possède à un haut point la propriété d'émettre des particules solides, le poli des surfaces ne se conserve évidemment pas quand l'éclateur est soumis à un fort débit. Il se produit de petites inégalités qui provoquent, aux points où elles se trouvent, une élévation de la valeur du champ, de sorte que le transport d'électricité se fait toujours au même endroit.

La composition et la pression des gaz qui occupent l'espace compris entre les électrodes influent également sur le potentiel explosif, en raison de la différence de leurs résistances à la rupture diélectrique : cela explique le mode de fonctionnement d'un certain nombre d'éclateurs.

On peut à ce sujet énoncer les faits d'expérience suivants, qui se comprennent d'eux-mêmes, et sont d'ailleurs d'accord avec la théorie.

La résistance d'un éclateur est d'autant plus petite que le courant qui y passe est plus intense, c'est-à-dire que le potentiel de décharge est plus élevé. Par contre, à intensités égales, la résistance augmente avec la distance des électrodes. La même chose se produit quand la tension explosive baisse par suite d'une succession rapide de décharges. En outre, les constantes du circuit influent également sur l'intensité du courant : pour une longueur d'onde donnée, la résistance décroît quand la capacité augmente, et croît avec la self-induction.

On a supposé jusqu'ici que la résistance de l'étincelle restait constante pendant toute la durée de la décharge. Mais, comme on a le plus souvent affaire à des ondes amorties, la résistance doit, strictement parlant, augmenter continuellement pendant la durée de décharge. Le fait sera encore plus sensible pour les ondes longues que pour les ondes courtes. La mesure décrite ci-dessous fournit une valeur moyenne de la résistance effective pendant toute la durée des oscillations.

Constituons un circuit oscillant avec des selfs et des condensateurs dont l'amortissement propre est connu et un éclateur. Mesurons son amortissement total par une des méthodes décrites au début de ce Chapitre. Retranchons du résultat obtenu les amortissements propres des divers éléments du circuit. Nous aurons ainsi l'amortissement moyen dû à l'étincelle. Mais, quand on introduit l'éclateur

ainsi étudié dans le circuit excitateur d'un poste d'émission, il faut remarquer que les valeurs obtenues pour la résistance équivalente à l'étincelle ne peuvent être utilisées pour le calcul de l'ensemble des pertes de l'installation que si les conditions électriques de fonctionnement sont les mêmes que dans le dispositif employé pour l'étude de cet appareil. Cela est à observer, en particulier, quand la mesure

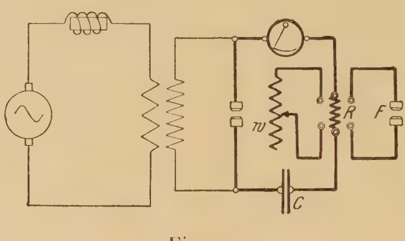


Fig. 77.

de l'amortissement des étincelles est faite par la méthode de substitution suivante (*fig.* 77).

La forte résistance R (qui peut être remplacée par une bobine de réaction) a pour but de permettre la charge du condensateur C, la décharge s'effectuant à travers l'éclateur F. On remplace ensuite l'éclateur par une résistance variable *w* exempte de self-induction, et l'on donne à cette résistance une valeur telle que l'indication de l'ampèremètre thermique soit la même que précédemment. La résistance moyenne de l'étincelle est alors égale à la résistance introduite.

Parmi toutes les espèces d'éclateurs, il y en a qui ont pris depuis peu une importance particulière : ce sont ceux qui possèdent une grande aptitude à éteindre l'étincelle, c'est-à-dire qui ont la propriété de perdre brusquement leur conductibilité pour de petites amplitudes de courant. Presque toutes les formes réalisées pratiquement pour les éclateurs de ce genre reposent sur le procédé Wien, qui consiste à donner aux électrodes une surface grande vis-à-vis de leur distance (*fig.* 78). Plus l'étincelle est courte, mieux l'extinction se produit. Cette extinction peut en outre être produite :

a. En améliorant la dissipation de la chaleur dégagée aux points où naît la décharge ;

b. En réduisant la quantité de chaleur contenue dans le voisinage des électrodes (refroidissement) ;

c. En employant des dispositifs tels que le rallumage se produise toujours à une place froide.

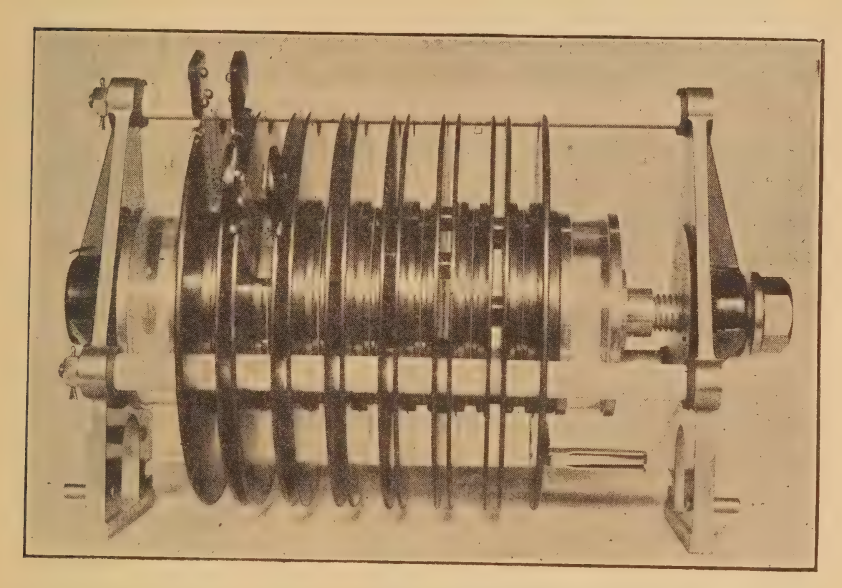


Fig. 78.

Éclateurs à étincelles éteintes montés en série (Gesellschaft f. drahtl. Telegr. m. b. H., Berlin).

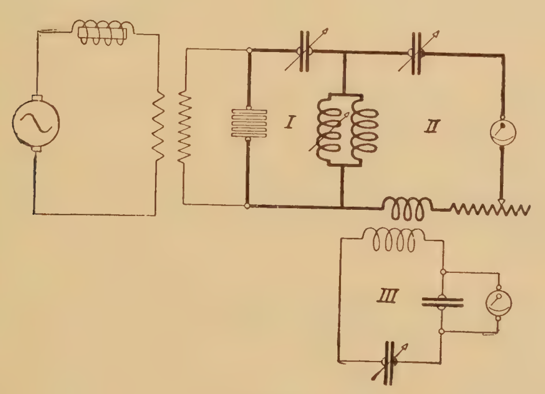


Fig. 79.

Quand le potentiel de décharge croît et quand la longueur d'onde décroît, l'extinction elle-même devient moins bonne à cause de

l'augmentation de l'intensité et de la diminution du temps d'extinction. Il faut donc apprécier l'éclateur à ce point de vue. Pour cela, on trace les courbes de résonance de deux circuits couplés (*fig.* 79) en variant la distance des éclateurs, leur nature et le gaz ambiant; puis on étudie, en fonction de la longueur d'onde, la variation des courbes obtenues pour une même amplitude maxima. Comme la valeur de l'accouplement des circuits I et II (fonctionnant avec l'excitation par choc de Wien) représente une mesure pour l'efficacité de l'extinction des étincelles, on peut modifier le dispositif de façon que le circuit de choc et l'antenne soient couplés par induction. On établit alors, à l'aide de l'ondemètre III, des courbes de résonance pour des éloignements variables des bobines de couplage.

6. **Mesure de l'amortissement du circuit oscillant fermé d'un poste d'émission.** — La résistance amortissante du circuit excitateur d'un poste d'émission est due aux pertes : les unes dépendent de la tension, et les autres peuvent être considérées comme constantes pour un appareil donné. On peut ranger dans la première catégorie :

a. L'amortissement dû à l'étincelle;

b. Les décharges par effluves des armatures du condensateur et ses pertes diélectriques.

Dans la deuxième catégorie :

a. Les pertes par effet Joule dans les bobines et les variomètres;

b. Les pertes dues à des réflexions nuisibles à l'intérieur du système;

c. La dépense d'énergie produite par courants tourbillonnaires dans les conducteurs voisins;

d. L'accroissement d'amortissement dû au mauvais isolement des pôles à haute tension par rapport au sol, par suite de l'imperfection de la liaison du circuit oscillant avec la bobine secondaire du transformateur.

Il en résulte qu'il ne suffit pas de réaliser avec le moindre amortissement possible les différents appareils qui constituent le circuit oscillant, mais qu'une disposition d'ensemble judicieuse est de la plus haute importance. Cela est vrai pour les postes de réception comme pour les postes d'émission. Si, par exemple, on se reporte au montage de la figure 49, on peut objecter que, en reliant le secondaire du transformateur aux bornes du condensateur, au lieu de le

relier à celles de l'éclateur, on a une disposition défectueuse, parce que, d'une part, le pôle à haute tension n'est pas assez soigneusement isolé du sol et que, d'autre part, les oscillations subissent un amortissement notable du fait de la dérivation due à la capacité que possède toujours, dans une large mesure, un transformateur industriel.

La somme de tous ces amortissements se mesure à l'aide du dispositif de la figure 80.

La longueur d'onde λ du circuit excitateur est d'abord mesurée

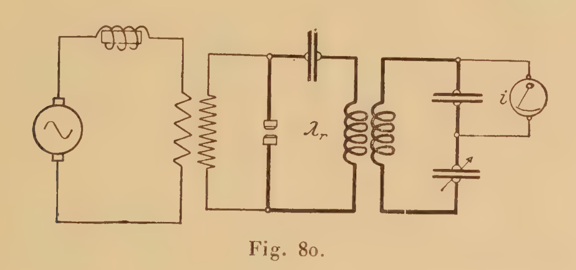


Fig. 80.

à l'ondemètre, l'intensité maxima indiquée par cet appareil étant i_r. Puis on désaccorde l'ondemètre jusqu'à ce qu'on obtienne la valeur $i^2 = \frac{i_r^2}{2}$, les ondes propres de cet ondemètre étant alors λ' et λ''. La somme des décréments logarithmiques des deux circuits oscillants se calcule alors par

$$\mathfrak{I}_1 + \mathfrak{I}_2 = \pi \frac{\lambda' - \lambda''}{\lambda_r} = \frac{\pi}{2} \frac{C' - C''}{C_r},$$

à condition que la vibration de l'oscillateur soit sinusoïdale, et que le décrément soit petit vis-à-vis de 2π. Connaissant l'amortissement $\mathfrak{I}_2$ de l'ondemètre, on en déduit $\mathfrak{I}_1$.

Si l'on a établi la courbe de résonance tout entière et si l'on en extrait deux valeurs égales quelconques de i^2, les équations à employer sont

$$\mathfrak{I}_1 + \mathfrak{I}_2 = \pi \frac{\lambda' - \lambda''}{\lambda_r} \sqrt{\frac{i^2}{i_r^2 - i^2}} = \frac{\pi}{2} \frac{C' - C''}{C_r} \sqrt{\frac{i^2}{i_r^2 - i^2}}.$$

Si d'autre part, à l'aide des procédés décrits par ailleurs, on connaît séparément tous les amortissements qui composent $\mathfrak{I}_1$, sauf

un, ou si une partie de ces amortissements est négligeable, on peut ainsi procéder à la séparation des pertes. Observons cependant qu'il faut pour cela que les différents amortissements aient été étudiés dans les mêmes conditions de fonctionnement.

Si l'oscillateur travaille sur une antenne, celle-ci lui prend de l'énergie. Il en résulte naturellement un accroissement de l'amortissement par rapport à ce qu'il serait si l'excitateur vibrait à vide.

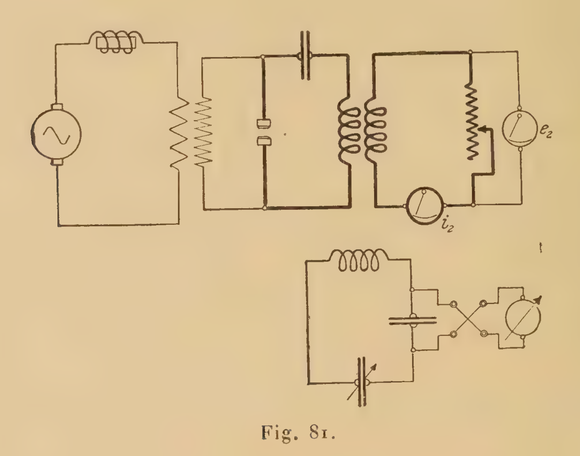


Fig. 81.

Le dispositif de la figure 81 permet de mesurer cet amortissement supplémentaire en fonction de l'énergie utilisée $e_2 i_2$.

Si le circuit sur lequel on travaille possède une oscillation propre définie, et si elle est d'accord avec l'onde de l'oscillateur, on peut mesurer les décréments des trois circuits oscillants, même si l'on ne connaît pas l'amortissement $\mathfrak{I}_3$ de l'ondemètre, de la manière suivante :

a. Accouplement du circuit excitateur avec l'ondemètre. Mesure de la somme des décréments

$$\mathfrak{I}_1 + \mathfrak{I}_3 = \Delta_1;$$

b. Accouplement de l'oscillateur et du résonateur, et mesure de

$$\mathfrak{I}_1 + \mathfrak{I}_2 = \Delta_2;$$

c. Accouplement de l'ondemètre et du circuit secondaire, après

introduction dans le primaire d'un éclateur à étincelles de Wien

$$\mathfrak{I}_2 + \mathfrak{I}_3 = \Delta_3.$$

Il ne reste qu'à déduire des quantités mesurées Δ_1, Δ_2, Δ_3 les différents amortissements $\mathfrak{I}_1$, $\mathfrak{I}_2$ et $\mathfrak{I}_3$.

7. **Mesure de l'amortissement d'une antenne** (Amortissement de rayonnement). — Dans toute antenne on peut distinguer les grandeurs caractéristiques suivantes :

a. La capacité C_A vis-à-vis de la terre ou du contrepoids;

b. L'oscillation propre λ_0;

c. L'amortissement total $\mathfrak{I}$;

d. La part de cet amortissement qui est due au rayonnement, soit $\mathfrak{I}_s$,

$$\mathfrak{I} = \mathfrak{I}_s + \mathfrak{I}_w,$$

$\mathfrak{I}_w$ étant l'amortissement nuisible qui comprend :

α. Les pertes Joule dans les fils d'antenne, ainsi que dans les bobines et les condensateurs intercalés;

β. Les pertes par induction dans des conducteurs voisins et dans des câbles de retenue;

γ. Les pertes par courants dans le sol;

δ. Les pertes par aigrettes sur les fils et par défauts d'isolement (dérivation).

L'amortissement total $\mathfrak{I}$ est fonction de la longueur d'onde, de la manière dont l'antenne est excitée, et de la nature des oscillations qui y sont produites. Le dispositif de la figure 82 sert à le mesurer à l'aide d'oscillations entretenues.

L'antenne, en couplage lâche avec le circuit excitateur, est accordée sur son onde (longueur d'onde λ, intensité i_1). Puis on intercale au nœud de tension une résistance w (intensité i_2) qui augmente l'amortissement de l'antenne de

$$\Delta\mathfrak{I} = \frac{1}{150} \frac{C_A^{\mathrm{cm}} w^{\Omega}}{\lambda^{\mathrm{m}}}.$$

Le décrément $\mathfrak{I}$ se calcule alors par

$$\mathfrak{I}_A = \Delta\mathfrak{I} \frac{i_2}{i_1 - i_2}.$$

Si l'on suppose que l'amortissement soit dû à une résistance ohmique w_A intercalée au ventre de courant, on a, pour une intensité i, l'énergie vibratoire dans l'antenne

$$A_A = i^2 w_A = i^2(w_s + w_w) = 150 \frac{\vartheta_A \lambda^{m}}{C_A^{cm}} i^2.$$

De la mesure précédente on déduit directement w_A

$$w_A = w \frac{i_2}{i_1 - i_2}.$$

Si l'on emploie l'excitation par choc, les équations auxquelles

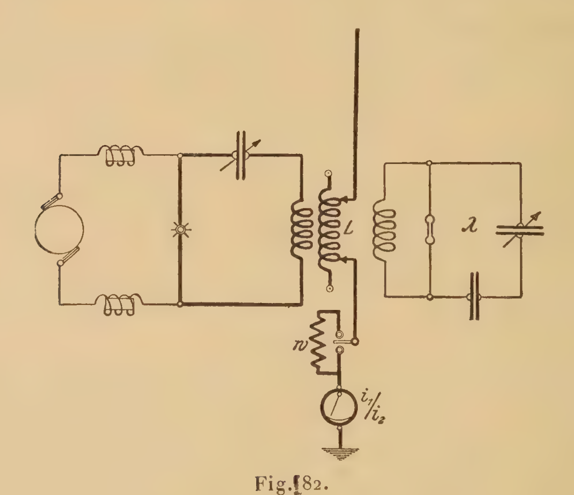


Fig. 82.

on aboutit prennent, comme on l'a vu plus haut, la forme suivante :

$$\vartheta_A = \Delta\vartheta \frac{i_2^2}{i_1^2 - i_2^2}, \qquad w_A = w \frac{i_2^2}{i_1^2 - i_2^2}.$$

Il convient d'insister au sujet du nœud de tension. On obtient, pour la résistance w_A équivalente à celle de l'antenne, des valeurs différentes suivant le point où l'on introduit la résistance supplémentaire w. Il y a donc lieu, pour pouvoir comparer les résultats obtenus, de choisir toujours pour ce point le nœud de tension, c'est-à-dire le point où la différence de potentiel avec la terre est nulle. Pour beaucoup d'antennes, ce nœud coïncide avec le ventre d'intensité. Il s'agit alors, pour la mesure précédente, de déterminer

cet emplacement caractéristique. Dans ce but, on se sert, dans les postes d'émission, d'un tube à gaz raréfiés dont une borne est à la terre et qu'on promène le long de l'antenne : on détermine le point où l'appareil ne s'illumine plus. Une autre méthode, qui convient aussi pour les dispositifs de réception, consiste à exciter l'antenne au moyen d'un montage d'essais et à coupler avec elle un ondemètre à faible amortissement, dont on détermine la résonance par la déviation maxima d'un galvanomètre relié à un thermo-élément. Si l'on prend la terre successivement en divers points de l'antenne à l'aide d'une connexion courte et sans résistance, la déviation au galvanomètre de l'ondemètre va diminuer, sauf si la prise de contact est faite au nœud de tension. On peut ainsi déterminer en même temps l'influence qu'exercent sur la position du nœud de tension les bobines et les condensateurs intercalés.

Pour apprécier l'ordre de grandeur de l'énergie rayonnée $i^2 w_s$, il faut retrancher de l'amortissement total la somme des décréments qui correspondent aux différentes pertes indiquées plus haut. Si l'on peut maintenir faibles l'échauffement des fils d'antenne et l'induction nuisible dans les masses métalliques voisines, et s'il est possible de tenir compte dans le résultat final de l'influence amortissante des bobines, des condensateurs et des appareils thermiques intercalés, par contre on ne connaît pas jusqu'ici la grandeur des pertes par aigrettes, par défaut d'isolement et par courants dans le sol : de sorte qu'on ne peut évaluer la valeur $\mathfrak{I}_s$ de l'amortissement de rayonnement que d'une manière approximative.

En outre, il faut bien remarquer que le décrément trouvé n'est valable que pour le dispositif de montage étudié, puisque, en intercalant des selfs et des condensateurs, on influe considérablement sur la grandeur de l'énergie dans l'antenne, sur la distribution du courant le long des fils et sur la longueur d'onde. Ces considérations sont valables, en particulier, pour les dispositifs de mesure suivants, qui ont pour but la séparation des pertes.

Le montage de la figure 83 peut être employé pour évaluer l'influence au point de vue de l'amortissement des appareils qui servent à allonger ou à raccourcir l'onde de l'antenne. Supposons que l'antenne d'émission, excitée par choc par le circuit I, soit parcourue par un courant i. On remplace alors l'antenne et son contrepoids par un circuit fermé dont on peut amener la longueur

d'onde à la valeur qu'on avait précédemment dans cette antenne, en faisant varier la capacité C de son condensateur; puis on fait varier la résistance w jusqu'à ce que l'intensité du courant dans ce circuit reprenne la même valeur i que lors de la première mesure.

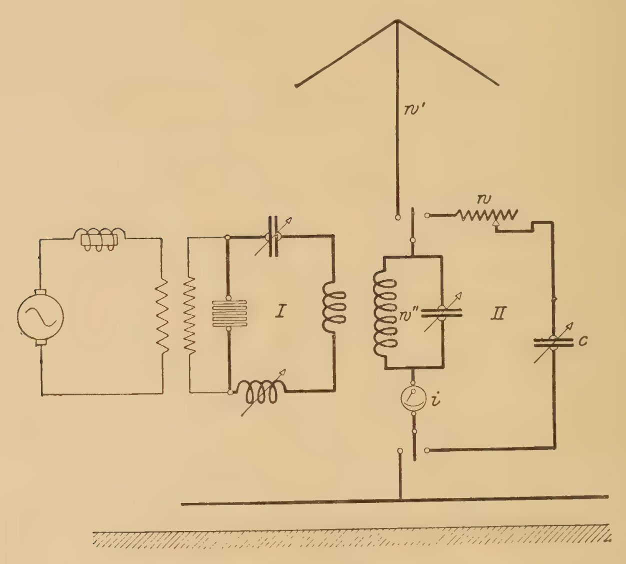


Fig. 83.

Soient alors w' la résistance équivalente à l'antenne elle-même, w'' celle des appareils qui y sont intercalés

$$w_A = w' + w''$$

avec

$$w' = w.$$

Mais la résistance w'' ainsi mesurée des bobines et des condensateurs n'est pas toujours celle qu'il faut introduire dans la résistance w_A de l'antenne : cela dépend des propriétés particulières de cette antenne. Comme évidemment la répartition du courant, qui est uniforme dans le circuit fermé, ne le reste pas dans l'autre cas, la grandeur w'' doit posséder des valeurs différentes dans les deux montages. Cependant les différences seront d'autant moindres que les propriétés de l'antenne seront plus voisines de celles d'un circuit oscillant fermé.

Si l'on veut déterminer à l'aide de ces méthodes la manière dont les résistances w_A et w' dépendent de la longueur d'onde λ, on n'a le droit, strictement parlant, de comparer les résultats trouvés et de les représenter par une courbe, que si les diverses valeurs ont toujours été obtenues en intercalant la résistance de comparaison au ventre de courant. Il faut faire surtout attention à cela pour les antennes à fort rayonnement équipées avec un contrepoids et le long desquelles la distribution du courant est très variable. Dans l'exécution des mesures, on constatera souvent que la forme des courbes $w_A = f(\lambda)$ varie continuellement avec le temps : cela est dû sans doute à des changements de résistance du sol.

La résistance w' comprenant, outre la résistance de rayonnement w_s, celles qui sont dues à la conduction dans le sol, aux aigrettes et à l'induction, il faut encore séparer w_s des autres. Il est bien difficile de le faire à l'aide de mesures effectuées seulement au poste d'émission. Mais, si l'on évalue en même temps l'énergie reçue par un poste de réception, on est en mesure de se rendre compte de la grandeur de l'énergie rayonnée à l'émission. En effet, en observant, par exemple, pour deux dispositions différentes des fils de l'antenne d'émission, l'intensité primaire i_1 et celle i_2 du système récepteur, on obtient les équations ci-dessous : elles supposent que, pour une longueur d'onde constante, les pertes par conduction dans le sol pour l'unité de courant, au voisinage immédiat de l'antenne d'émission restent les mêmes, ainsi que les pertes dans l'espace qui s'étend entre les deux stations

$$i_2^2 = \varkappa\, i_1^2\, w_s,$$
$$i_2'^2 = \varkappa\, i_1'^2\, w_s'.$$

Supposons de plus que l'amplitude des vibrations produites à l'émission soit restée la même, et soit

$$\frac{i_2^2}{i_2'^2} = m, \quad \frac{i_1^2}{i_1'^2} = n;$$

alors

$$w_s = \frac{w_A - w_A'}{1 - \frac{n}{m}},$$

$$w_s' = \frac{w_A - w_A'}{\frac{m}{n} - 1}.$$

Enfin, pour pouvoir apprécier l'influence des pylônes métalliques, des câbles de suspension et des conducteurs voisins sur la grandeur de l'amortissement effectif de l'antenne, il est nécessaire de bien voir de quoi dépendent les pertes d'énergie qui s'y produisent. Dans tous les conducteurs qui se trouvent directement dans le champ électromagnétique de l'antenne, les oscillations de celles-ci créent une force électromotrice, qui produit un courant dont l'intensité dépend de la résistance de ces conducteurs. Deux cas peuvent alors se présenter. Les masses métalliques en question peuvent donner lieu à un phénomène de résonance avec l'onde incidente ou une de ses harmoniques : pour éviter ce fait autant que possible, on fractionne convenablement ces conducteurs. Mais même dans le second cas, celui où ils entrent en vibration sans période propre, il y a souvent une perte d'énergie notable, surtout, comme le montre la théorie, lorsque la résistance ohmique w du conducteur parcouru par les oscillations est égale à la résistance inductive $2\pi\nu L - \frac{1}{2\pi\nu C}$.

Si donc, par exemple, par suite de circonstances atmosphériques défavorables, l'isolement entre les diverses parties d'un mât de fer fractionné en plusieurs points devient moins bon, et si, de ce fait, l'ordre de grandeur de sa résistance ohmique, calculée comme une somme de résistances en série, se rapproche de celui de la résistance d'induction, il en résultera un notable accroissement des pertes. On préconise souvent de s'abstenir complètement de fractionner les conducteurs étrangers, mais de les mettre bien à la terre. Il se peut que dans ce cas, les pertes d'énergie diminuent, à condition toutefois qu'il n'y ait pas de phénomènes de résonance; mais on court le risque de produire, par suite des courants élevés qui prennent naissance, une perturbation notable du champ électromagnétique et, par conséquent, une diminution du rayonnement efficace de l'antenne. En effet, par suite de cette mise à la terre, les lignes de force électriques sont gênées dans leur propagation. On jugera, suivant les cas, quel est celui de ces deux effets qui doit être considéré comme le plus nuisible. On peut s'en faire à peu près une idée en déterminant l'intensité dans l'antenne, les conditions du primaire restant les mêmes pour les différent montages qu'on peut entreprendre avec les conducteurs situés dans le champ de cette antenne.

En outre, pour se rendre compte de l'influence d'un mauvais isolement de l'antenne, il suffit d'introduire dans le calcul, au lieu de la résistance de l'isolateur w_J montée en parallèle avec la capacité de l'antenne, une résistance w'_J montée en série dans cette antenne. Il vient alors s'ajouter un nouveau terme d'amortissement qu'on calcule par les relations

$$w'_J = w_J \frac{\frac{1}{(2\pi\nu)^2 C_A^2}}{w_J^2 + \frac{1}{(2\pi\nu)^2 C_A^2}},$$

$$w'_J \cong \frac{L}{w_J C_A} = 22,8 \frac{\lambda^{2\,\mathrm{cm}}}{w_J^{\Omega} C_A^{2\,\mathrm{cm}}}.$$

Plus la résistance d'isolement w_J est petite, et plus la capacité de l'antenne est réduite vis-à-vis de la self intercalée L, plus les pertes par dérivation sont grandes.

Remarquons en passant qu'un mauvais isolement produit toujours une certaine modification, si petite soit-elle, de la capacité effective C_A de l'antenne.

Enfin, une des conditions les plus importantes pour toutes les antennes est la réduction au minimum des pertes d'énergie dans le sol au voisinage immédiat de la station. Pour bien voir, d'une façon générale, à quelles causes sont dues ces pertes d'énergie, il faut partir de cette conception que toute antenne constitue l'une des armatures d'un condensateur dont l'autre armature est formée par un réseau de fils placés dans le sol ou au-dessus du sol. En effet, pour transformer l'oscillateur primitif de Hertz en un appareil convenant à l'installation d'une station, Marconi a remplacé une moitié du système oscillant par la terre elle-même, tandis que, d'après Lodge et Braun, on obtient le même résultat à l'aide d'un vaste réseau de fils étalé à faible distance du sol et isolé du sol. Si donc le champ électrostatique se produisait uniquement entre les fils de l'antenne elle-même et ceux de la prise de terre, il n'y aurait pas lieu à une perte d'énergie supplémentaire. Mais, aussi bien dans le cas d'une prise de terre directe que dans celui d'un contrepoids, le sol lui-même participe à la conduction du courant. Il doit donc, la conductibilité du sol étant généralement faible, se produire certaines pertes d'énergie qui élèvent la résistance d'amortis-

sement de l'antenne. On voit déjà par là que, pour réduire les pertes d'énergie dans le sol, il faut d'abord choisir pour l'emplacement de la station un endroit tel que les couches supérieures du sol y soient aussi conductrices que possible; et qu'ensuite, il faut avoir soin de prendre pour l'antenne et la prise de terre des dispositions telles que la densité de courant, au voisinage immédiat de la station, reste petite et autant que possible uniforme. La première condition implique que, pour une forme d'antenne donnée, le nombre de fils ne doit pas être pris trop petit; la seconde sera d'autant mieux remplie que les lignes de force, issues de l'antenne, iront se terminer plus loin du point où se fait le contact avec le contrepoids ou avec la terre. On pourra donc réduire les pertes en augmentant l'éloignement des points de l'antenne où la différence de potentiel avec le sol est la plus grande, et en augmentant le développement de l'antenne de part et d'autre de la verticale de symétrie. En dessinant la forme probable des lignes de force, on peut juger une antenne à ce point de vue. Par contre, il n'est pas possible de mesurer simplement la résistance due au sol. On emploie souvent une méthode qui consiste à diviser les fils constituant la prise de terre en un certain nombre de segments dont on mesure les résistances respectives à l'aide d'un pont à courants alternatifs ou d'une méthode de comparaison, comme on l'a vu plus haut : mais les résultats qu'on obtient sont trop petits, puisqu'il n'y entre que les résistances au passage entre les fils et la terre. Des mesures particulières et l'expérience ont amené aux résultats suivants, dont il est bon de se souvenir lorsqu'on construit une station :

α. La résistance due au sol dépend de la fréquence et augmente avec elle. Ce fait résulte de ce que la résistance effective de tout conducteur parcouru par un courant alternatif dépend de la longueur d'onde;

β. Les pertes dans le sol croissent avec l'enfoncement des fils, et cela plus vite pour les fréquences élevées que pour les grandes longueurs d'onde. Un terrain est donc d'autant plus propre à l'établissement d'une station que la couche d'eau s'y trouve moins bas;

γ. Plus l'espace occupé par le contrepoids est étendu, et plus il est éloigné du sol, plus la perte d'énergie dans le sol est faible.

8. **Mesure de l'amortissement d'un ondemètre.** — On a vu dans

ce qui précède que l'emploi de l'ondemètre ne se réduit pas à l'évaluation de la fréquence, mais qu'on s'en sert souvent aussi pour mesurer l'amortissement de circuits oscillants. La première grandeur se déduit du maximum marqué par un appareil indicateur; la grandeur de l'amortissement d'une vibration se déduit de l'acuité du phénomène de résonance. Pour cela, il faut naturellement que la résistance propre de l'ondemètre lui-même soit aussi petite que possible, afin de laisser apparaître bien clairement le caractère de la vibration induite. Dans l'évaluation de l'amortissement propre de l'ondemètre, il importe de rechercher dans quelle mesure son décrément logarithmique est fonction de la longueur d'onde.

Il est bon d'employer dans le circuit excitateur un générateur à arc : on posera donc pour son amortissement $\mathfrak{d}_1 = 0$. La méthode déjà décrite fournit pour la valeur cherché $\mathfrak{d}_2$

$$\mathfrak{d}_2 = \pi \frac{\lambda' - \lambda''}{\lambda_r}.$$

Le montage de la figure 84 offre un autre moyen d'opérer. La

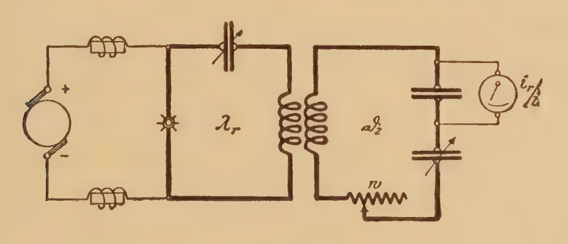


Fig. 84.

mesure de la longueur d'onde de l'oscillateur donne d'abord la valeur λ_r avec l'intensité i_r. Ensuite on intercale une résistance w qui a pour effet de ramener la déviation de l'ampèremètre à la moitié environ de sa valeur primitive. L'amortissement supplémentaire dans l'ondemètre est alors

$$\Delta\mathfrak{d} = \frac{1}{150} \frac{C^{cm} w^{\Omega}}{\lambda_r^m},$$

d'où $\mathfrak{d}_2$

$$\mathfrak{d}_2 = \Delta\mathfrak{d} \frac{i}{i_r - i}.$$

Si, au lieu d'un ampèremètre, on emploie un wattmètre thermique, un thermo-élément, un bolomètre ou un détecteur thermique, on calcule $\mathfrak{I}_2$, en appelant α l'indication de l'instrument, par

$$\mathfrak{I}_2 = \Delta\mathfrak{I} \frac{\sqrt{\alpha}}{\sqrt{\alpha_r} - \sqrt{\alpha}}.$$

Si l'on se sert de l'instrument comme d'un appareil étalonné pour la mesure des amortissements, il faut faire attention à un certain nombre de points qui, si l'on n'y prenait garde, pourraient fausser complètement les résultats qu'on obtient à l'aide des formules indiquées au début. Tels sont :

a. L'allure des oscillations dans le circuit excitateur dont on cherche l'amortissement;

b. Un degré de couplage convenable;

c. Un dispositif d'ensemble à l'abri de toute critique.

a. Ou bien les vibrations dans l'oscillateur sont amorties, ou bien elles sont entretenues, c'est-à-dire que leur maximum a toujours la même valeur. S'il s'agit du premier cas, il faut rechercher si le décrément logarithmique est petit vis-à-vis de 2π et si l'allure du courant y possède un caractère sinusoïdal. Dans ce cas, l'amortissement des oscillations dans le circuit de résonance est la somme des décréments des deux circuits. Mais si l'oscillation primaire s'amortit très rapidement, il faut observer que les phénomènes dans l'oscillateur et le résonateur ne se produisent pas en même temps, comme on l'a admis dans ce qui précède, mais l'un après l'autre. En effet, au début de l'excitation par le primaire, le cours des oscillations dans le circuit de mesure est dû à la superposition des actions des deux circuits, mais dès que l'étincelle est éteinte, le résonateur vibre avec l'amortissement qui lui est propre. Si donc la première partie du phénomène ne joue aucun rôle vis-à-vis de la seconde, l'amortissement effectif du circuit de mesure ne dépend que de ses propres pertes, et par conséquent il est permis d'employer les formules initiales qui supposent nul l'amortissement primaire. Les valeurs ainsi obtenues seront d'autant plus exactes que les vibrations dans l'oscillateur décroissent plus vite. Le phénomène le plus pur sera obtenu avec une excitation par choc parfaite, où l'oscillateur est le siège d'un grand nombre de demi-oscillations.

On arrive à cette forme avec les oscillations de deuxième espèce d'un arc, dont l'amplitude est égale au courant continu d'alimentation, ou seulement un peu plus grande : on accroît de plus en plus, par des moyens appropriés, le temps pendant lequel l'éclateur n'est parcouru par aucun courant, de sorte qu'on ne peut plus parler d'une période déterminée pour le circuit primaire. Des trains d'ondes amorties correspondant à chacun de ces chocs se succèdent dans le circuit de mesure : leur longueur d'onde et leur amortissement sont déterminés uniquement par les propriétés du secondaire. Pour un grand nombre de chocs à la seconde, un faible amortissement du résonateur et des ondes longues, il peut encore se produire ce phénomène : avant qu'un train d'ondes soit complètement éteint, une nouvelle excitation peut avoir lieu. Dans ce cas, les équations données n'ont plus de valeur : il faut donc toujours étudier les phénomènes électriques qui se passent dans le circuit de mesure, afin de savoir s'il y a ou non recouvrement des trains d'ondes. Pour déterminer dans ce but le nombre x de vibrations au bout desquelles, pour un décrément donné ϑ_2, l'amplitude est tombée à y pour 100 de sa valeur initiale, on emploie la relation

$$x = \frac{\operatorname{Log}_e \dfrac{100}{y}}{\vartheta_2} + 1.$$

Si, au lieu des amplitudes, on considère les énergies, on obtient la relation correspondante

$$x = \frac{\operatorname{Log}_e \dfrac{100}{y}}{2\vartheta_2} + 1.$$

Si z est le nombre de chocs à la seconde, le temps disponible pour chaque décharge est

$$\tau = \frac{1}{z},$$

qu'il faut comparer à la durée de la décharge

$$\tau' = x\mathrm{T} = x\,\frac{\lambda^{\mathrm{cm}}}{3.10^{10}}.$$

Pour que l'usage des équations ci-dessus se trouve légitimé, il

faut qu'on ait toujours

$$\tau' < \tau.$$

Enfin, un dernier procédé qu'on peut employer consiste à avoir dans le primaire des courants alternatifs purs, d'amplitude uniforme, comme ceux que fournit un alternateur à haute fréquence ou un générateur à arc produisant des oscillations de première espèce. Dans ce cas, il faut égaler à zéro l'amortissement du primaire et la valeur à laquelle s'élève l'amplitude dans le secondaire est déterminé exclusivement par l'amortissement du circuit de mesure.

b. On a déjà signalé l'influence d'un couplage convenable sur les résultats des mesures d'amortissement : on est à l'abri de toute objection lorsque la somme des décréments ne change pas quand on resserre le couplage. Dans chaque cas, avant de commencer la mesure, il faut voir si le dispositif employé donne lieu à des ondes d'accouplement, et dans quelle mesure. Il faut alors faire varier l'induction mutuelle des deux circuits jusqu'à ce que ces phénomènes parasites aient complètement disparu. Dans la méthode d'excitation par choc, cela a lieu quand le courant dans le résonateur acquiert sa valeur maxima. Il est cependant bon de ne pas s'approcher trop de ce cas limite.

c. Une troisième précaution à prendre est de faire toujours attention à ce que le dispositif d'ensemble soit également à l'abri de toute critique : il faut pour cela éviter avec soin toute induction nuisible, électrostatique ou électromagnétique, dans les conducteurs voisins, ainsi que tout phénomène de dérivation.

9. **Mesure de l'amortissement d'un circuit de réception muni d'un détecteur intégrant** (Part d'amortissement due aux détecteurs). — Les causes d'amortissement dans les circuits de réception sont les pertes dans les bobines, les condensateurs et les connexions, ainsi que dans les détecteurs dont on se sert. La somme des amortissements de l'oscillateur et du résonateur se déduit de la courbe de résonance par la formule

$$\mathfrak{d}_1 + \mathfrak{d}_2 = \pi \frac{\lambda' - \lambda''}{\lambda_r} \sqrt{\frac{\alpha}{\alpha_r - \alpha}},$$

où α_r est la déviation maxima observée au galvanomètre et corres-

pondant à une longueur d'onde λ_r, et où λ' et λ'' sont les longueurs d'onde déduites de la courbe de résonance pour une déviation α. Si l'on répète cette mesure en intercalant dans le circuit de réception une résistance sans self w, l'amortissement total des deux circuits augmente de $\Delta\mathfrak{I}_2$ et l'on obtient ainsi

$$\mathfrak{I}_1 + \mathfrak{I}_2 + \Delta\mathfrak{I}_2 = \pi \frac{\lambda' - \lambda''}{\lambda_r} \sqrt{\frac{\alpha'}{\alpha'_r - \alpha'}},$$

d'où

$$\mathfrak{I}_2 = \frac{\Delta\mathfrak{I}_2}{\frac{\alpha_r}{\alpha'_r} \frac{\mathfrak{I}_1 + \mathfrak{I}_2}{\mathfrak{I}_1 + \mathfrak{I}_2 + \Delta\mathfrak{I}_2} - 1}.$$

Si l'on connaît la résistance w en haute fréquence, ainsi que la capacité du condensateur, on peut s'épargner d'établir la deuxième courbe de résonance, en calculant directement $\Delta\mathfrak{I}_2$ par

$$\Delta\mathfrak{I}_2 = \frac{1}{150} \frac{C^{cm}\, w\Omega}{\lambda_r^m}.$$

Si d'ailleurs, l'amortissement de l'oscillateur surpasse de beaucoup celui du résonateur, ce qui est facile à réaliser avec l'excitation par choc, l'équation finale se simplifie et devient

$$\mathfrak{I}_2 = \Delta\mathfrak{I}_2 \frac{\alpha'_r}{\alpha_r - \alpha'_r}.$$

Si, en outre, la résistance w est choisie de telle sorte que

$$\alpha_r = 2\alpha'_r,$$

l'amortissement du résonateur est égal à celui que produit la résistance w

$$\mathfrak{I}_2 = \Delta\mathfrak{I}_2.$$

Pour voir de combien le détecteur intercalé augmente l'amortissement du circuit de réception, on emploie deux récepteurs (ici deux thermo-éléments) : on les monte dans le circuit en ayant égard à leurs résistances (*fig.* 85). Soit $\mathfrak{I}_2$ l'amortissement propre du circuit oscillant proprement dit (bobines, condensateurs, connexions). Si l'on introduit le thermo-élément II dans le circuit, on

peut mesurer l'amortissement par une des méthodes déjà décrites. On trouve

$$\mathfrak{d}''_2 = \mathfrak{d}_2 + \Delta\mathfrak{d}_{II}.$$

L'amortissement supplémentaire dû à la résistance connue w_{II} du récepteur lui-même est donné par

$$\Delta\mathfrak{d}_{II} = \frac{1}{150}\,\frac{C^{cm}\,w_{II}^{\Omega}}{\lambda_r^m},$$

d'où

$$\mathfrak{d}_2 = \mathfrak{d}''_2 - \Delta\mathfrak{d}_{II}.$$

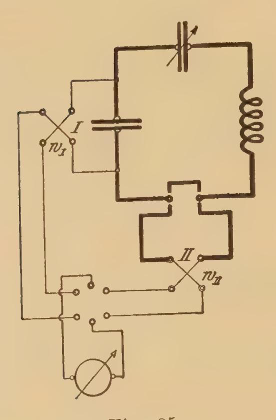


Fig. 85.

En recommençant la mesure avec le détecteur I, on obtient pour les valeurs correspondantes des amortissements

$$\mathfrak{d}'_2 = \mathfrak{d}_2 + \Delta\mathfrak{d}_I,$$

d'où

$$\Delta\mathfrak{d}_I = \mathfrak{d}'_2 - \mathfrak{d}_2.$$

Il peut être souvent bon de modifier le dispositif de mesure de façon que les deux détecteurs soient montés directement à la suite l'un de l'autre (*fig.* 86). A l'aide des mêmes opérations que précédemment, on évalue d'abord l'amortissement total de l'oscillateur et du résonateur, le détecteur I étant court-circuité. Si l'on recommence la mesure après avoir ouvert l'interrupteur, on obtient pour l'amortissement une valeur plus grande, et la différence avec

la valeur trouvée dans la première observation représente l'influence du récepteur I. Si l'on connaît, d'autre part, la résistance du détecteur II, on en déduit immédiatement l'amortissement propre du circuit (bobine, condensateur et connexions).

Si l'on choisit comme oscillateur le montage pour essais de postes,

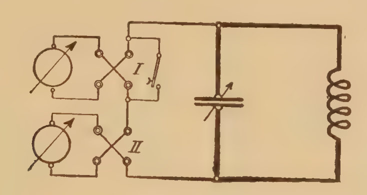


Fig. 86.

il faut toujours tenir compte, dans le calcul du décrément, de la manière dont se comporte le primaire, selon qu'il agit par choc ou comme un circuit faiblement amorti. On obtient ces différentes conditions de fonctionnement en shuntant l'interrupteur par une résistance : pour de petites valeurs de cette résistance, on aura le premier mode d'oscillations, pour de grandes valeurs le second mode.

10. **Mesure de l'amortissement des systèmes accouplés.** — Pour qu'une station d'émission de télégraphie sans fil produise des ondes aussi peu amorties que possible, il faut employer deux circuits oscillants couplés par induction ou par dérivation. Mais ce dispositif a pour conséquence, quand on ne se sert pas de l'excitation par choc, le phénomène suivant : les circuits possédant tous deux la même onde propre, il y prend naissance, quand on les accouple, à côté de l'onde fondamentale peu accentuée, deux ondes de couplage, l'une plus longue, l'autre plus courte que l'onde fondamentale. Ce fait est d'autant plus marqué que l'accouplement des circuits est plus serré. Si l'accouplement est lâche, il n'y a qu'une seule oscillation, dont l'amortissement se mesure de la même façon que l'amortissement propre d'un oscillateur. Dans l'autre cas limite, où le couplage est très serré, la mesure du décrément logarithmique par les méthodes connues n'offre non plus aucune difficulté : les courbes de résonance sont assez éloignées pour qu'on puisse cal-

culer directement les valeurs cherchées pour chacune des ondes.

Mais si les maxima des courbes de résonance sont très rapprochés, la mesure exige le montage de la figure 87. Le circuit de mesure est

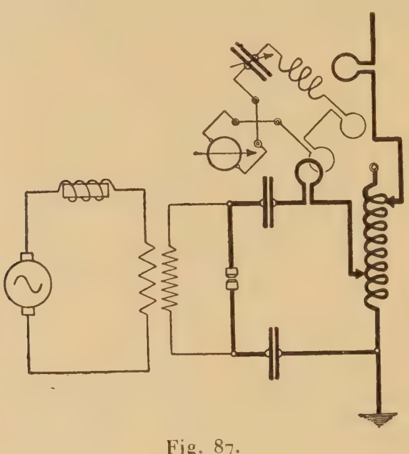


Fig. 87.

excité par l'intermédiaire de deux bobines dont l'une est induite par le circuit d'énergie et l'autre par l'antenne, et l'on peut toujours s'arranger de manière à éliminer l'une des deux ondes. On cherche par tâtonnements les emplacements à donner aux bobines pour obtenir ce résultat; puis on établit la courbe de résonance pour l'onde restante et l'on en déduit, comme on sait le faire, la valeur de l'amortissement correspondant. Les résultats obtenus pour la fréquence et l'amortissement sont d'autant plus exacts qu'on est plus éloigné de l'excitation par choc.

11. **Évaluation des pertes avec l'électromètre.** — Les méthodes décrites jusqu'à présent, pour l'évaluation des pertes dans des systèmes ou des appareils séparés qui sont le siège de courants alternatifs de haute fréquence, diffèrent de celles qu'on emploie dans les autres mesures électriques, parce que les wattmètres et les dynamomètres qui servent pour ces dernières mesures ne conviennent plus du tout ici, en raison de leur induction et de leur capacité. Il n'y a que les appareils thermiques et les électromètres dont on puisse se servir (à condition de faire attention à certaines particularités) pour mesurer des intensités ou des tensions rapidement

variables, et qui puissent aussi être utilisés pour les mesures d'énergie, avec des montages appropriés.

Soit, par exemple, à mesurer la résistance w_x due aux pertes dans un condensateur où il y a des effluves, à l'aide d'un électromètre. On emploie le montage de la figure 88. Supposons qu'on soit en

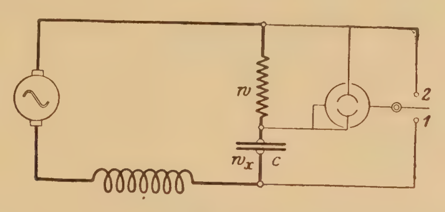


Fig. 88.

résonance sur la fréquence ν de l'alternateur lorsque le circuit possède la self L et la capacité C

$$(2\pi\nu)^2 L^{H} C^{F} = 1.$$

Soient α_1 et α_2 les indications de l'instrument pour les positions 1 et 2 du condensateur

$$w_x = w\,\frac{\alpha_1}{\alpha_2},$$

où w représente une résistance de comparaison connue, dénuée de self et de capacité.

Remarques. — *a.* Les amortissements mesurés séparément dans un circuit s'ajoutent pour donner la valeur totale, comme des résistances en série

$$\mathfrak{I} = \mathfrak{I}_1 + \mathfrak{I}_2 + \ldots + \mathfrak{I}_n;$$

b. La planche V donne, pour les différentes valeurs de $\frac{\lambda^{m}}{C^{cm}}$ et de w, les valeurs de l'amortissement calculées par la relation

$$\mathfrak{I} = \frac{1}{150}\,\frac{C^{cm}\,w\Omega}{\lambda^{m}};$$

c. Dans l'établissement des circuits de mesure, il faut toujours éviter soigneusement toute induction parasite, due par exemple à des masses métalliques trop voisines, parce qu'elle augmenterait l'amortissement.

CHAPITRE V.

GÉNÉRATEURS A HAUTE FRÉQUENCE. TRANSFORMATEURS. INTERRUPTEURS.

Il existe un certain nombre de méthodes pour produire des courants alternatifs de haute fréquence. La plus ancienne repose sur la décharge d'un condensateur : elle fournit un train d'ondes d'amplitudes décroissantes. Une autre utilise les propriétés particulières d'un arc, alimenté par un courant continu ou alternatif, aux bornes duquel on a monté un circuit oscillant ayant de la self et de la capacité. La plus récente consiste à produire directement le courant à l'aide d'alternateurs à haute fréquence.

Chacune de ces méthodes a ses avantages et ses inconvénients, qu'on ne peut juger que par l'ensemble d'une station d'émission ou de réception et par les conditions auxquelles elle doit satisfaire.

Au point de vue du fonctionnement, il faut connaître les trois grandeurs suivantes :

a. La grandeur de l'énergie vibratoire obtenue;

b. Le rendement du système générateur;

c. Le degré de constance des oscillations dans l'antenne, en ce qui concerne l'énergie et la longueur d'onde.

On a déjà vu dans l'Introduction que, dans beaucoup de cas, il faut, dans le choix d'un système, avoir égard au poids des appareils et à la simplicité du service.

A. — Production des oscillations dans les circuits a étincelles.

Si un condensateur de capacité C est chargé a fois par seconde à la tension E_0, l'énergie vibratoire utilisable est

$$A = a\,\frac{CE_0^2}{2}.$$

On peut, d'après cela, accroître cette grandeur de trois manières :

a. En élevant le potentiel explosif, c'est-à-dire en écartant les électrodes ou en montant plusieurs éclateurs en série;

b. En augmentant la capacité C du condensateur;

c. En augmentant le nombre de décharges par seconde, ce qui, en dernière analyse, revient à accroître la fréquence ou la tension au primaire.

Si tout d'abord on cherche, par ces procédés, à augmenter l'énergie vibratoire dans l'antenne avec le montage Marconi, il se produit par à côté des phénomènes qui empêchent d'atteindre au résultat voulu.

Ainsi, si l'on allonge l'étincelle, on augmente en même temps l'amortissement nuisible, on se heurte à de nombreuses difficultés d'isolement et l'on diminue pour les stations la possibilité de l'accord. Si l'on cherche à augmenter la capacité en multipliant le nombre de fils montés en parallèle, on est très limité dans cette voie avant d'avoir pu réaliser un progrès considérable. Si l'on accroît le nombre de décharges, on est limité par le temps nécessaire pour que l'étincelle redevienne inactive et l'on ne peut élever cette limite qu'à l'aide de dispositions particulières.

L'introduction du circuit oscillant de Braun, qui alimente l'antenne en agissant comme un accumulateur d'énergie, a permis d'accroître l'énergie rayonnée. Mais l'accouplement de l'oscillateur ouvert et de l'oscillateur fermé a un inconvénient. Si le couplage est trop serré, d'abord il y a deux ondes qui prennent naissance, et l'on ne peut en utiliser qu'une pour agir sur les récepteurs; ensuite les échanges périodiques d'énergie entre l'antenne et le circuit oscillant sont des causes d'amortissement.

Dans l'autre cas, où le couplage est lâche, l'antenne ne vibre qu'avec une onde unique, mais l'énergie utilisée est moindre. La figure 89 *a* donne le schéma de la variation du courant dans le primaire et le secondaire, et la figure 90 représente un oscillogramme du phénomène. A un maximum de battement dans le secondaire correspond un minimum dans le primaire; le maximum du courant dans le circuit excitateur correspond à une valeur nulle dans l'antenne. Ces phénomènes de battements sont d'autant plus accentués que les amplitudes dans les deux systèmes sont plus voisines et que les différences entre les ondes de couplage qui

prennent naissance sont plus faibles. La première condition implique que la capacité et l'amortissement des deux systèmes soient appropriés les uns aux autres; la seconde suppose que l'induction mutuelle entre les circuits a une valeur déterminée.

Ces considérations ont conduit, d'après les recherches de Wien,

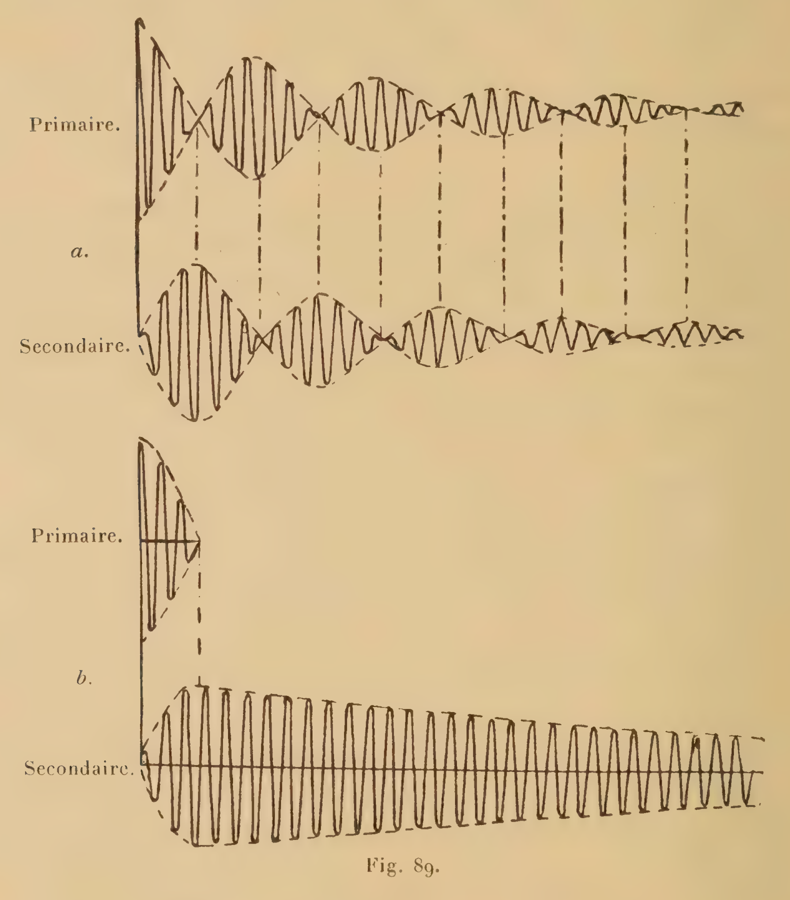


Fig. 89.

Courants dans le primaire et le secondaire avec :

a. Le montage de Braun,
b. L'excitation par chocs de Wien.

au système réalisé par la Société Telefunken et par d'autres sous le nom de *système à étincelles éteintes musicales :* dans ce dispositif, grâce à un éclateur particulier et à un choix convenable des

grandeurs électriques du circuit oscillant ainsi que du couplage, les oscillations dans le circuit d'énergie disparaissent au moment où, au bout de la première demi-période de battement, toute l'énergie a été transmise à l'antenne. Cette antenne vibre donc avec une longueur d'onde unique, qui est celle de son oscillation propre (*fig.* 89 *b*). On emploie alors un alternateur à fréquence élevée : il se produit, par suite, une succession rapide et régulière

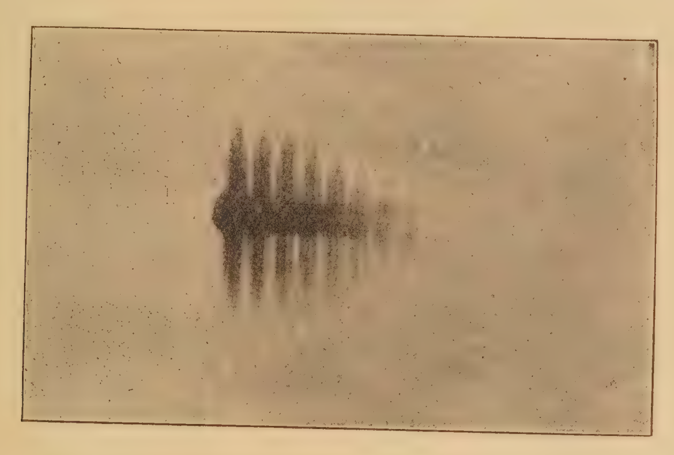


Fig. 90.

Train d'ondes dans le secondaire, $\varkappa = 26$ pour 100.

des groupes d'oscillations, ce qui, à la réception, donne lieu à un son dans le téléphone.

Pour déterminer exactement ces conditions critiques, il faut entreprendre sucessivement les mesures suivantes :

a. Évaluation de la capacité pour laquelle le transformateur est en résonance sur la période du primaire;

b. Accord de l'antenne et du circuit de choc sur une même longueur d'onde, l'éclateur à étincelles éteintes étant en court circuit. Avec des antennes à grand amortissement qui nécessitent un circuit intermédiaire, ce dernier doit être également réglé;

c. Excitation de l'antenne par le circuit de choc et réglage du nombre d'éclateurs, de l'excitation de l'alternateur et du couplage jusqu'à ce qu'on obtienne l'excitation par choc pure. Ceci se reconnaît :

α. Au son de l'étincelle, dont on établit la pureté à l'aide d'un circuit apériodique (contrôleur de son);

β. A ce que, le nombre de décharges à la seconde étant fixe, l'ampèremètre de l'antenne indique un maximum pour un certain accouplement;

γ. En établissant la courbe de résonance des oscillations de l'antenne avec un ondemètre : cela permet de voir si l'on a dans l'antenne une onde unique et si sa longueur d'onde ainsi mesurée coïncide avec celle de l'oscillation propre qu'on a déterminé auparavant;

δ. A l'aide de photographies prises avec un oscillographe à effluves.

Dans toutes ces recherches on fera les observations suivantes :

Si l'on s'efforce, en donnant à la tension aux bornes du transformateur une valeur convenable, de maintenir constant le nombre des décharges qui se produisent dans une demi-période, un réglage parfait de la résonance de l'inducteur n'est pas absolument nécessaire. En outre, pour avoir une excitation par choc pure, il est essentiel que l'extinction de l'éclateur se fasse bien. Plus elle est bonne, plus on peut prendre un couplage serré. En effet, le temps qui s'écoule jusqu'au premier minimum de battement dans le circuit de choc dépend de la grandeur de la période de battement; mais celle-ci dépend à son tour de l'accouplement des deux systèmes. Donc, si l'extinction à l'éclateur devient meilleure, le temps nécessaire pour que l'amplitude des oscillations tombe à zéro peut être rendu plus court. Si, par suite d'un accord trop peu aigu, on n'atteint pas ce zéro, il peut se faire que, la désionisation ne se produisant pas assez énergiquement, le courant ne soit pas interrompu dans le circuit excitateur exactement au bout du premier demi-battement. Il en résulte que, plus l'action d'extinction de l'éclateur employé est faible, plus l'accord des circuits doit être aigu et plus le couplage doit être lâche. Si, au contraire, l'éclateur s'éteint très bien, le désaccord relatif des systèmes peut être assez notable, le couplage étant serré, sans que le phénomène de choc disparaisse. On reconnaît que le désaccord et le couplage influent l'un sur l'autre à ce fait que, si l'une de ces grandeurs n'est pas réglée à la valeur convenable, on peut, en faisant varier l'autre, retrouver dans la plupart des cas, l'excitation par choc pure. Ce phénomène est d'autant plus sensible que le couplage peut être pris plus serré et

que la distance des électrodes de l'éclateur est plus faible. Le cas limite est représenté par une excitation par choc parfaite, qu'on emploie dans le système d'émission à sons multiples : dans ce système on s'arrange, à l'aide d'éclateurs particuliers et de circuits de choc de dimensions électriques convenables, de manière que le courant primaire cesse au bout d'une demi-période d'oscillation, les deux circuits étant fortement couplés. L'exposition de ce qui se passe dans les arcs nous donnera plus loin l'occasion de nous rendre encore mieux compte de ces phénomènes.

1. Mesure du rendement d'un poste d'émission à étincelles. — La mesure s'effectue à l'aide du montage de la figure 91. On remplace

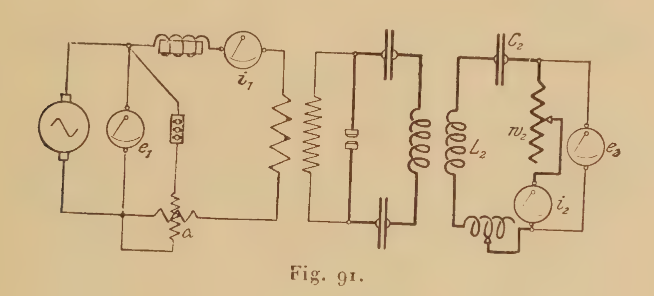


Fig. 91.

l'antenne, qui possède une certaine capacité C_2 et une certaine self totale L_2 par un circuit oscillant équivalent dont la résistance ohmique w produit le même amortissement que celle qu'on calcule à partir du décrément logarithmique de l'antenne.

Le transformateur fonctionnant en résonance avec la période de l'alternateur et les étincelles étant régulières, le rendement η du dispositif total se déduit des indications des instruments de mesure par la formule

$$\eta = \frac{e_2 i_2}{e_1 i_1 \cos\varphi} = \frac{i_2^2 w_2}{c \alpha r},$$

où

c est la constante du wattmètre,
r la résistance du circuit de tension du wattmètre,
φ la différence de phase entre e_1 et i_1,

les autres notations étant indiquées sur la figure 91.

Il faut déterminer, par une étude particulière, la correction qu'il

peut y avoir lieu d'apporter aux indications du wattmètre dans ces conditions d'emploi, l'alternateur étant à fréquence musicale. Si la courbe représentative du courant alternatif primaire est très irré-

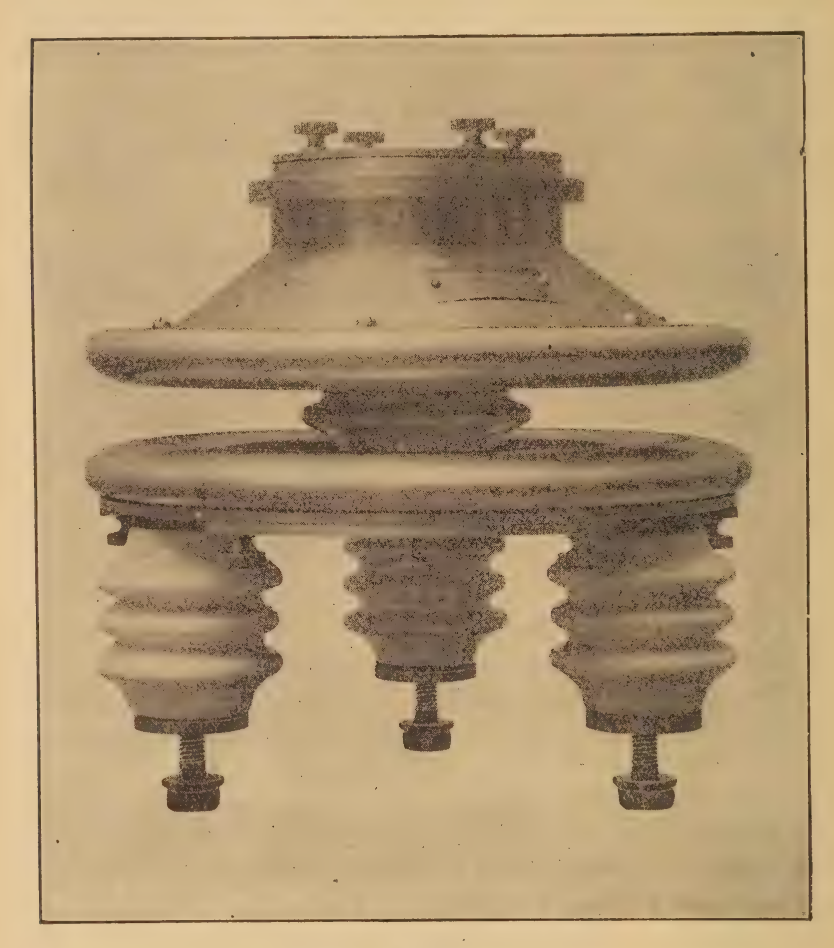


Fig. 92.

Éclateur simple en anneau (Gesellschaft f. drahtl. Telegr. m. b. H., Berlin).

gulière, il peut être bon d'évaluer l'énergie mise en jeu à l'aide du courant qui alimente le moteur d'entraînement préalablement taré.

En faisant varier la longueur de l'étincelle, le nombre des écla-

teurs, l'accouplement, les selfs et les capacités des deux circuits, on peut se rendre compte de la manière dont le rendement dépend de ces facteurs. En particulier, le montage ci-dessus permet d'ap-

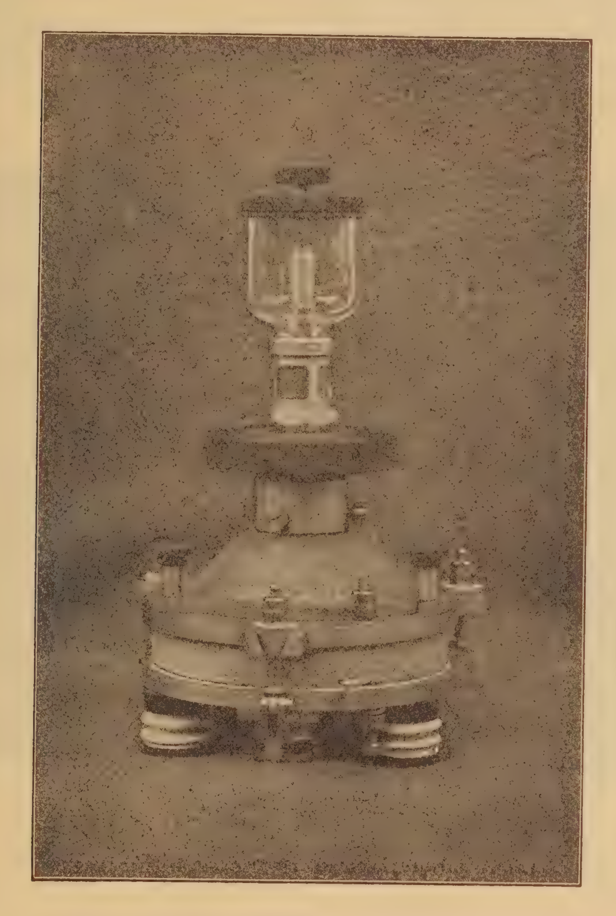


Fig. 93.

Éclateur simple de Scheller pour système à sons multiples (C. Lorenz A.-G., Berlin).

précier facilement le progrès réalisé dans l'utilisation de l'énergie avec les différentes sortes d'éclateurs [éclateur circulaire (*fig.* 92), éclateur à étincelles éteintes (*fig.* 78), éclateurs du système à sons multiples (*fig.* 93 et 94)]. On constate ainsi que tous les dispositifs

d'émission reposant sur l'excitation par choc ont un rendement qui dépasse de beaucoup ceux des dispositifs munis des anciens éclateurs en zinc. Du reste, parmi les premiers, ceux qui donnent les meilleurs résultats sont ceux qui, toutes choses égales d'ailleurs, fonctionnent avec le plus petit nombre de chocs à la seconde, puisque en même temps les pertes dues à la désionisation de l'espace où se fait la décharge diminuent. De plus, la mesure permet de constater

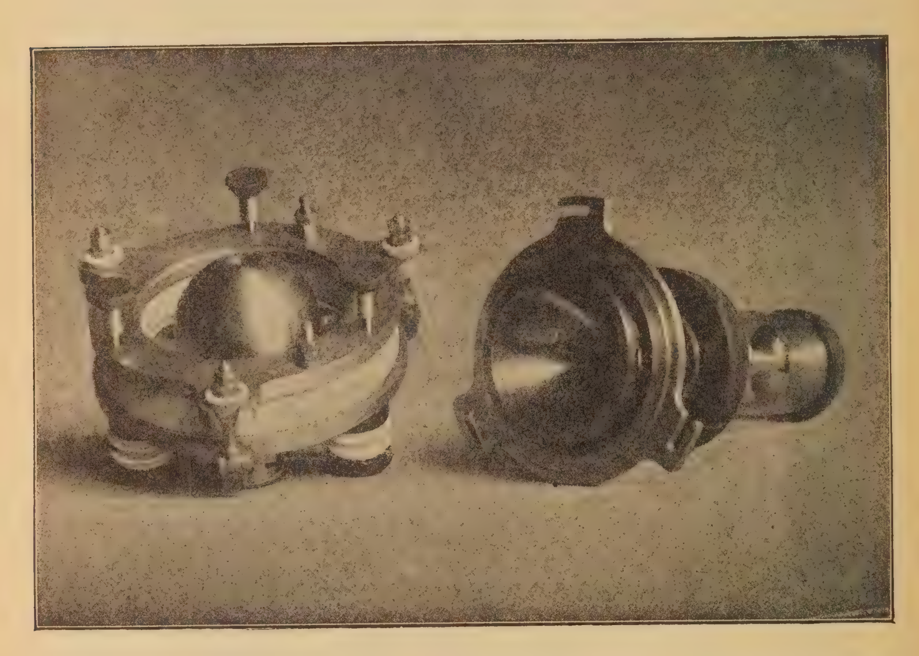


Fig. 94.

Intérieur de l'éclateur de Scheller (C. Lorenz A.-G., Berlin).

que l'excitation par choc est d'autant plus avantageuse, au point de vue du rendement, que le couplage de l'antenne et du circuit excitateur est plus serré. Plus, en effet, le temps pendant lequel le courant passe dans le circuit de choc est court, plus la perte d'énergie qui s'y produit pendant une décharge est petite. Bien entendu, on ne peut pas juger la valeur d'un système d'émission en se basant uniquement sur ce qu'il a un rendement élevé, car, dans toutes les stations radiotélégraphiques, ce sont toujours d'autres questions qui

sont essentielles. Bien plus, il faut toujours avoir présent à l'esprit que, par suite de l'alternance des émissions et des réceptions, l'installation mécanique, même pour un trafic continu, ne peut être utilisée qu'à 50 pour 100. Le rendement d'un système d'émission ne joue donc un rôle qu'en ce qui concerne le poids et l'encombrement. Mais c'est là un point qu'on peut souvent négliger.

B. — Générateurs a arc.

Les oscillations d'amplitude constante, comme celles que peut fournir un alternateur à haute fréquence, peuvent également être produites à l'aide d'un arc (*fig.* 95 et 96) aux bornes duquel est

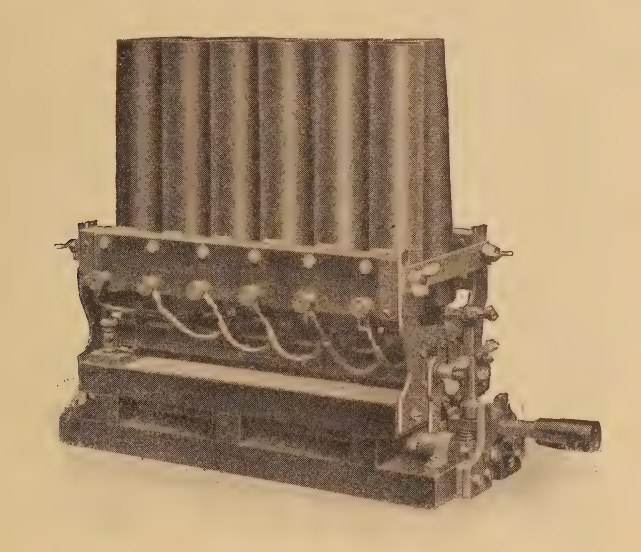


Fig. 95.

Générateur à arcs en série de Simon (Gesellschaft f. drahtl. Telegr. m. b. H., Berlin).

monté un circuit susceptible d'oscillations, possédant de la self et de la capacité. Cependant l'obtention d'un état vibratoire continu n'est possible que si, de lui-même, l'arc envoie de l'énergie au condensateur et lui en reprend synchroniquement avec la période. Pour remplir cette condition, il faut donc qu'il présente une résistance

beaucoup plus grande pendant que le condensateur se charge que pendant qu'il se décharge. On déduit aisément de ses propriétés physiques qu'il satisfait à ces conditions.

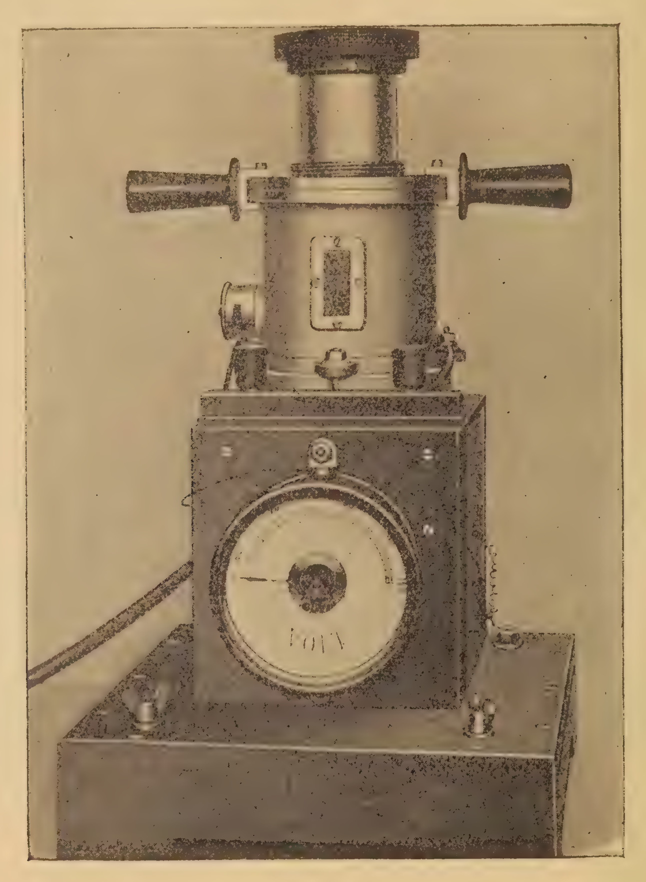


Fig. 96.

Générateur à arc autorégulateur (C. Lorenz A.-G., Berlin).

L'arc est un phénomène d'incandescence électrique. Sa naissance est donc liée à l'existence d'une cathode incandescente qui, alors seulement, est en état d'émettre de nombreux électrons qui sont les véhicules du phénomène. C'est le nombre des électrons qui détermine la résistance de l'arc. Or la cathode est dans un état d'autant

plus favorable au départ des électrons que sa température est plus élevée et la surface de son cratère plus vivement incandescente : donc la conductibilité de l'arc va croître avec le produit de ces deux facteurs. Pour obtenir simplement une mesure de sa résistance en fonction des conditions électriques, il suffit de mesurer le courant et la tension aux bornes de l'arc; on peut aussi, en effectuant cette mesure pour un assez grand nombre de valeurs du courant, établir la caractéristique *statique* de l'arc. En exécutant cette mesure, on constate, ce qui est d'accord avec les considérations précédentes sur la physique de l'arc, que sa résistance diminue quand l'intensité du courant augmente, c'est-à-dire que sa caractéristique est plongeante. Cette propriété, qu'il partage du reste avec un certain nombre d'autres conducteurs, lui permet donc, dans une large mesure, de se conduire comme un organe excitateur de vibrations, en produisant les mouvements d'énergie dont on a parlé au début. Dans les intervalles de temps pendant lesquels le condensateur se décharge sur l'arc, le courant oscillant s'ajoute au courant continu, ce qui abaisse la résistance de l'arc. Dans l'intervalle de temps qui suit, la source de courant continu charge de nouveau le condensateur, donc le courant dans l'arc diminue et sa résistance croît. On voit aussi que, agissant à la manière des soupapes d'une pompe vis-à-vis de l'eau, le courant dans l'arc donne naissance automatiquement à des mouvements d'énergie tels qu'il se produise continuellement un courant vibratoire d'amplitude constante. Mais, de même que, dans l'analogie hydraulique, la masse des soupapes peut modifier notablement le mouvement de l'eau, de même l'arc possède une sorte d'inertie électrique, que Simon a appelée *hystérésis de l'arc*. On entend, par là, ce fait qu'un arc alimenté avec du courant alternatif, a une caractéristique profondément différente de sa caractéristique statique. Pour en trouver l'explication, il faut revenir à l'origine de l'arc et se rappeler que c'est, comme on l'a vu plus haut, le nombre des électrons qui détermine sa résistance. Si alors on fait varier l'intensité du courant excessivement vite, il est évident que le point d'où partent les électrons, le cratère de l'électrode, ne peut pas avoir une température variant périodiquement d'une façon correspondante, de façon que la résistance de l'arc soit déterminée exclusivement par le courant qui y passe. Bien plus, par suite de la chaleur emmagasinée dans l'électrode, l'émission des électrons aura

tendance, à mesure que la fréquence augmentera, à passer du régime périodique à un régime de plus en plus constant, de sorte que la variabilité de résistance de l'arc se trouvera supprimée. Mais cela vient troubler les hypothèses grâce auxquelles nous avons prouvé que l'arc était susceptible de produire des oscillations. Cela s'exprime, au point de vue des mesures, en disant que sa caractéris-

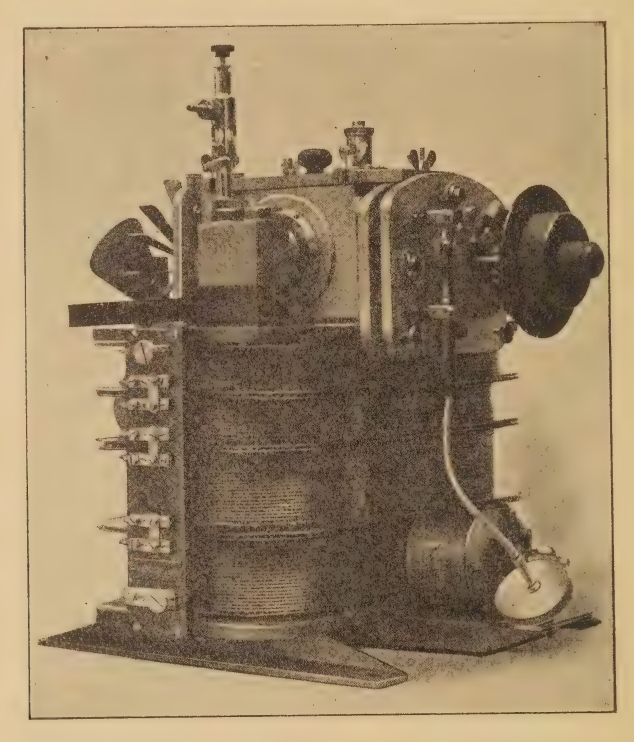


Fig. 97.

Générateur à arc de Poulsen (Telephon-Fabrik A.-G. vorm. J. Berliner, Vienne).

tique *statique* se change en une caractéristique *dynamique*, de plus en plus aplatie. Cela veut dire que, à des intensités égales, correspondent des tensions qui ne sont pas les mêmes suivant que ces intensités sont atteintes en croissant ou en décroissant. La caractéristique statique plongeante initiale perd de plus en plus sa tendance à plonger quand la fréquence s'élève, jusqu'à prendre une forme qui

rend impossible la naissance d'oscillations. Donc tous les moyens propres à diminuer l'hystérésis doivent rendre l'arc apte à produire des oscillations de fréquence de plus en plus élevée. On a proposé pour cela :

a. De monter plusieurs arcs en série et de refroidir les électrodes (Simon);

b. De plonger l'arc dans une atmosphère d'hydrogène (Poulsen). La grande mobilité des ions de ce gaz produit une variation de la chute de tension le long de l'arc, de sorte que la chute de tension cathodique, qui intervient pour l'échauffement du cratère négatif, devient plus petite. De plus, le grand coefficient de recombinaison de l'hydrogène a pour résultat la formation de molécules neutres et, par suite, la diminution rapide de la condnctibilité de l'arc. En outre, pour diminuer la persistance des effets de l'échauffement dû au courant continu, il faut produire une évacuation énergique de la chaleur, en choisissant convenablement la matière qui constitue les électrodes et en refroidissant suffisamment celles-ci avec de l'air ou de l'eau.

On arrive ainsi à accroître suffisamment le nombre de vibrations des générateurs à arc pour qu'on puisse les employer en télégraphie sans fil. Mais l'énergie mise en jeu est encore restreinte. On peut l'augmenter en plaçant l'arc dans un champ magnétique transversal, comme l'a indiqué Poulsen (*fig*. 97). Pour expliquer la manière d'agir de cet artifice, montrons, à l'aide des oscillagrammes suivants, les différents modes d'oscillations que peut produire un générateur à arc, et qu'on appelle *vibrations de première espèce*, *de deuxième espèce et de troisième espèce*.

a. Les *vibrations de première espèce* sont caractérisées par ce fait que leur amplitude est inférieure au courant continu d'alimentation (*fig*. 98 : *a*, *b*, *c*). Elles prennent naissance lorsque, l'intensité du courant continu n'étant pas trop faible, on fait croître la self du circuit oscillant aux dépens de sa capacité. Pour déterminer expérimentalement si l'on a affaire précisément à cette forme d'oscillations, on excite le circuit successivement par le générateur à arc et par un éclateur à étincelles, et l'on évalue la longueur d'onde à l'aide d'un ondemètre : si elle est la même dans les deux cas, c'est que le système est le siège de vibrations de première espèce. Cette forme d'oscillations peut être employée avantageusement pour les

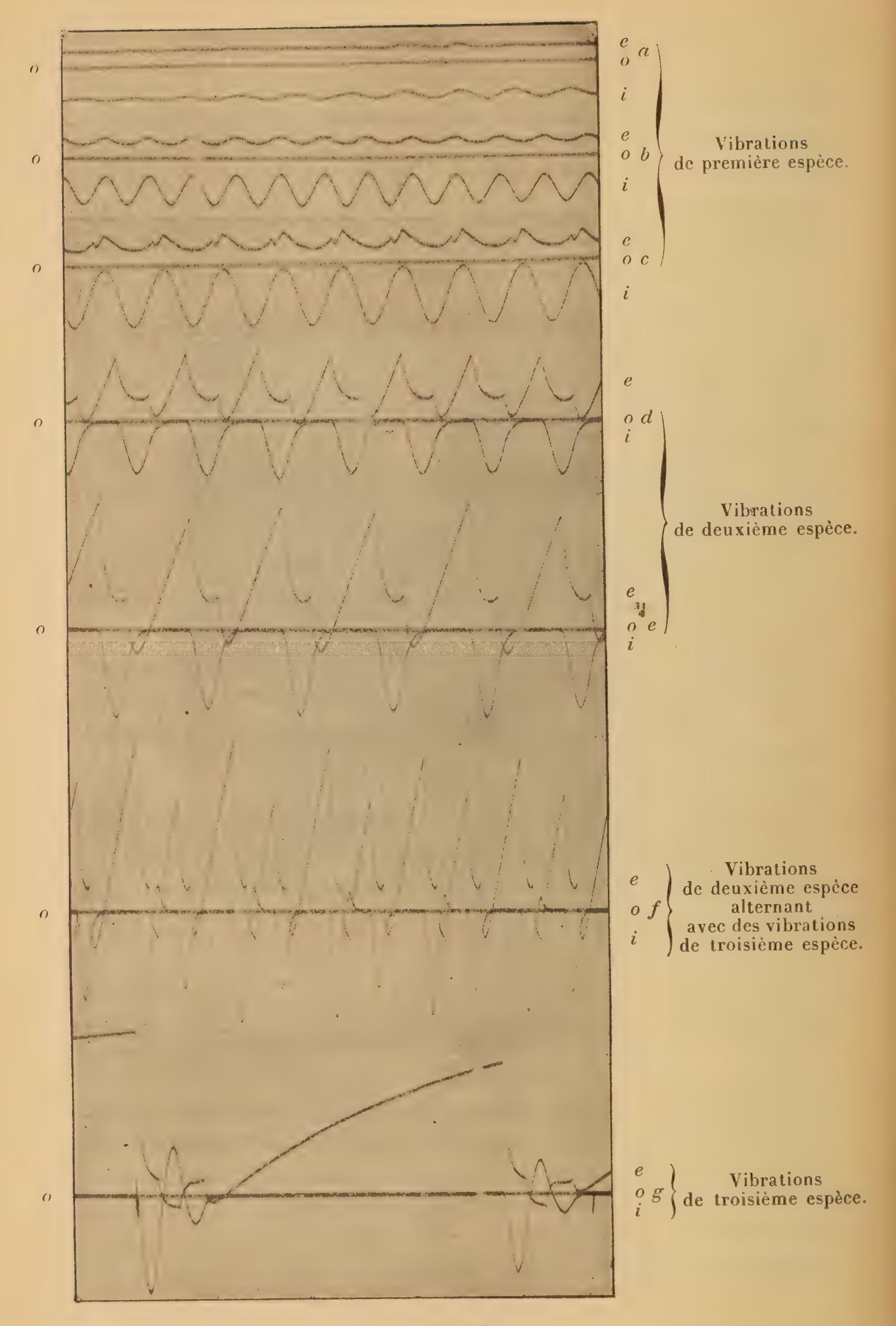


Fig. 98.

e — Tension; i = Courant dans l'arc.

mesures, où l'on n'a pas besoin de beaucoup d'énergie : car le courant alternatif qui prend naissance possède, comme le montrent les oscillogrammes, un caractère à peu près parfaitement sinusoïdal. Mais on ne peut pas employer ce mode de fonctionnement en radiotélégraphie, car l'énergie vibratoire utilisable est trop petite. D'ailleurs, dans ce cas, la période peut se calculer avec une grande approximation d'après les constantes du circuit.

b. Vibrations de deuxième espèce. — Ce n'est qu'en élevant la tension à laquelle le condensateur est chargé qu'on peut augmenter

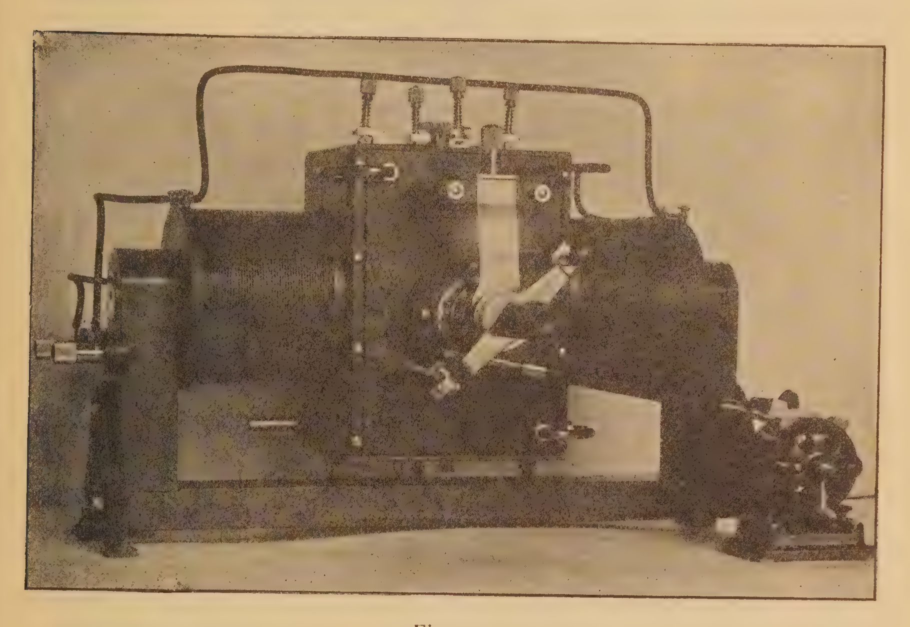


Fig. 99.

Générateur à arc de Poulsen (Das Kontinentale-Syndikat für Poulsen Radiotelegraphie A.-G., Copenhague).

l'énergie mise en jeu par un générateur à arc. Ceci équivaut à établir et à supprimer périodiquement le phénomène de décharge entre les électrodes (*fig.* 98 : *d*, *e*). On obtient alors des vibrations de seconde espèce, pour lesquelles le courant dans l'arc se compose d'une série d'impulsions se succédant régulièrement et séparées par de courts intervalles où le courant est nul. On atteint cette forme

en diminuant l'hystérésis de l'arc et en chassant énergiquement les électrons du trajet de l'arc. Les courants alternatifs deviennent alors assez forts pour que leur amplitude J_w dépasse le courant continu d'alimentation $i_g (J_w \cong 1,1\, i_g)$. On a constaté pratiquement que de bons procédés pour cela consistent à refroidir fortement l'anode métallique avec de l'eau ou de l'air, à plonger l'arc dans une atmosphère d'hydrogène, à donner un mouvement de rotation à l'une au moins des électrodes (Poulsen, *fig.* 99) ou à l'arc (Rein, *fig.* 100),

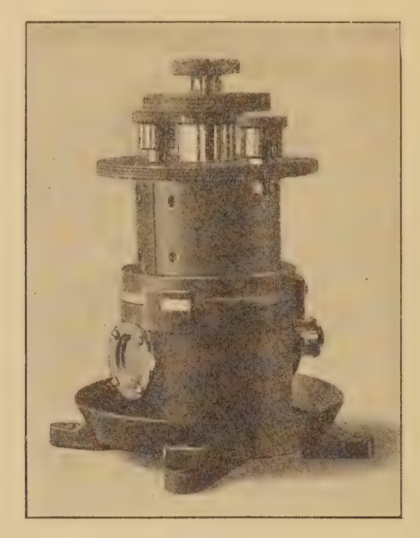


Fig. 100.

Générateur avec arc tournant de Rein (Dr. Erich F. Huth G. m. H., Berlin).

et à employer un soufflage magnétique pour chasser le gaz ionisé. Chaque fois que l'espace compris entre les électrodes a perdu sa conductibilité électrique, le condensateur du circuit oscillant se charge jusqu'à ce que sa tension atteigne la valeur de la tension explosive. Le courant qui passe alors dans l'arc va s'arrêter, grâce au soufflage énergique dû à l'aimant, au moment où il passera par la valeur zéro; puis les mêmes phénomènes se reproduiront. Ce phénomène ne peut cependant se produire avec une pleine régularité que si les intervalles de temps pendant lesquels il n'y a pas de courant de décharge sont dans un certain rapport avec ceux où il y en a un. Cela signifie que, pour de petites capacités, on ne peut

mettre en jeu assez d'énergie que si la tension d'allumage est grande, c'est-à-dire si l'action du champ magnétique est puissante. Il est également évident que, pour des fréquences élevées, l'arc n'étant éteint que pendant un temps très court, un soufflage énergique est nécessaire. Il résulte de tout cela qu'il n'y a que le champ magnétique qui puisse rendre le générateur à arc susceptible d'être employé comme une machine à haute fréquence fournissant assez d'énergie. En outre, si l'on veut produire de grandes énergies de haute fréquence tout en maintenant aux oscillations une certaine aptitude à la résonance, il faut choisir convenablement l'induction magnétique suivant les différentes longueurs d'onde et capacités d'antenne.

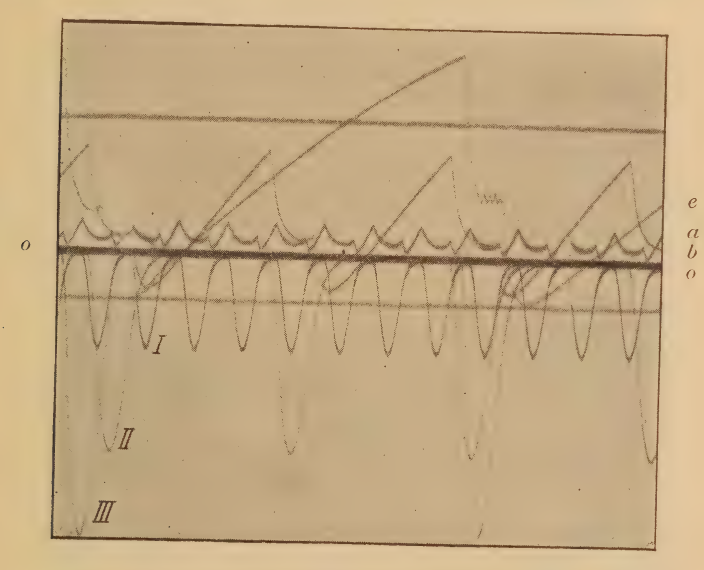


Fig. 101.

Dans l'air	*a*. Tension	I. Courant dans l'arc.
Dans l'hydrogène	*b*. »	II. »
Dans l'hydrogène avec soufflage magnétique	*c*. «	III. »

Afin de montrer l'efficacité des procédés indiqués pour l'élévation de la tension d'allumage, la figure 101 donne une série de courbes de tension et d'intensité qui font voir l'importance de l'atmosphère d'hydrogène et du champ magnétique, tant en ce qui concerne l'amplitude des oscillations qu'en ce qui concerne leur période. En em-

ployant des éclateurs appropriés, possédant une haute aptitude à l'extinction, et en prenant des valeurs convenables pour les gran-

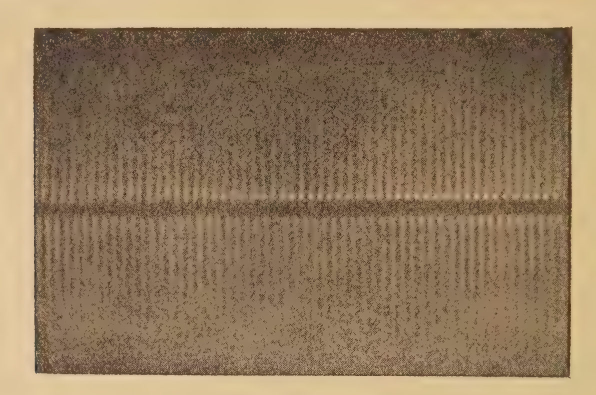


Fig. 102.

Vibrations de première espèce (Arc).

deurs électriques du circuit et pour l'intensité du courant d'alimentation, on peut augmenter les intervalles entre les différents chocs

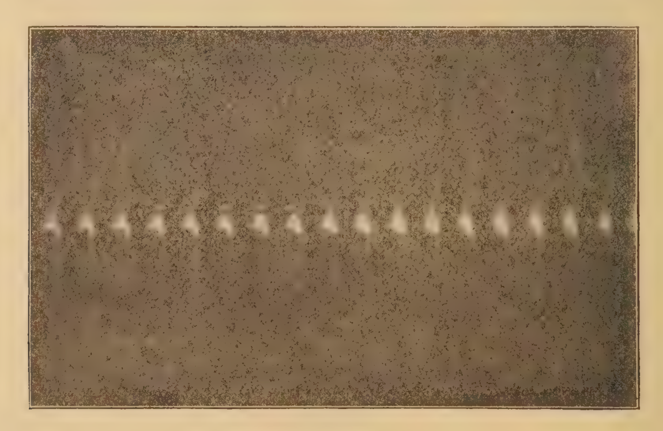


Fig. 103.

Vibrations de deuxième espèce (chocs parfaits) (33700 chocs à la seconde).

de courant : alors le circuit de haute fréquence perd de plus en plus son aptitude à la résonance, et il devient capable de produire

l'excitation par choc parfaite d'un système susceptible d'osciller qui lui est couplé serré. On obtient donc ainsi le même mode de fonctionnement qu'avec des vibrations amorties, dans le cas limite de l'excitation par choc de Wien. Cette forme de décharge peut être considérée comme un état intermédiaire entre l'arc et l'étincelle.

c. *Vibrations de troisième espèce.* — On peut aller plus loin, comme le montre l'oscillogramme de la figure 98 *f*, où des vibrations de deuxième espèce alternent avec des vibrations de troisième espèce. Celles-ci correspondent à un état oscillatoire de l'arc où, par suite de rallumages continuels, l'énergie emmaganisée dans le



Fig. 104.

Vibrations amorties d'une antenne.

condensateur se décharge à travers l'arc sous la forme d'un train d'ondes amorties. C'est en principe le même phénomène que dans les décharges par étincelles. On a rarement à se servir, tant pour les mesures que pour la pratique, de ce mode d'oscillations, dont la figure 98 *g* donne le diagramme. Il se produit quand on cherche à élever la tension d'allumage pour les vibrations de deuxième espèce à l'aide des procédés qui ont été indiqués.

Les figures 98 et 101 représentent les courbes de tension et de courant obtenues avec un arc de Duddell. Les photographies repré-

sentées sur les figures 102 à 104 sont prises à l'oscillographe à effluves : elles donnent l'allure du courant pour les modes de fonctionnement caractéristiques en haute fréquence.

2. **Mesure du rendement d'un générateur à arc.** — L'évaluation du rendement d'un poste d'émission repose sur la mesure de l'énergie rayonnée par l'antenne et de l'énergie fournie par la dynamo. Si l'on connaît le décrément logarithmique de l'amortissement de l'antenne, on peut, à l'aide de la formule

$$w_A^{\Omega} = 150 \frac{\vartheta_A \lambda^{m}}{C_A^{cm}},$$

calculer une résistance équivalente w_A qui, multipliée par le carré du courant i_A dans l'antenne, donne la grandeur de l'énergie utilisée.

Pour étudier un générateur d'oscillations, il est bon de remplacer l'antenne par une charge équivalente (constituée, par exemple, par des lampes à incandescence), intercalée dans un circuit secondaire accordé ou apériodique, et de mesurer l'énergie utilisée et le rendement du dispositif à l'aide de mesures d'intensités et de tensions. On peut employer indifféremment un montage par induction ou par

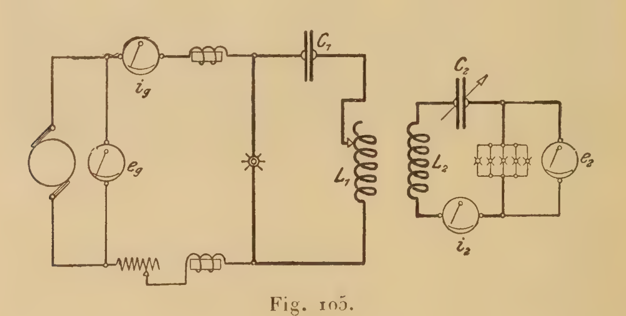


Fig. 105.

dérivation. Des intensités i_g et i_2 (*fig.* 105) et des tensions e_g et e_2, on tire le rendement cherché

$$\eta = \frac{e_2 i_2}{e_g i_g}.$$

Dans la plupart des cas, les générateurs à arc sont montés directement dans l'antenne, dont nous regarderons la capacité et la résistance comme données; il faut dès lors étudier le poste d'émis-

sion au point de vue de l'influence que le champ magnétique peut avoir sur la pureté et la qualité des oscillations, en fonction de la période propre de l'antenne. Comme on l'a indiqué plus haut, il faut que l'induction magnétique soit prise plus faible si la longueur d'onde augmente, et cela d'autant plus que la capacité de l'antenne est plus grande. On observera en même temps, en établissant les courbes de courant et de tension au primaire et la courbe du courant dans l'antenne en fonction de la fréquence employée, que, si l'on diminue la fréquence, l'intensité dans l'antenne restant constante, l'énergie de courant continu mise en jeu présente un minimum pour une certaine longueur d'onde. Ce phénomêne est dû aux faits suivants : si la longueur d'onde du courant alternatif croît, la résistance amortissante totale de l'antenne commence par décroître, parce que le rayonnement diminue, ainsi que les pertes à la terre et dans les conducteurs voisins; puis, à partir de certaines valeurs, elle se relève, car la résistance des bobines qui servent à allonger la longueur d'onde et surtout les pertes diélectriques, les phénomènes de dérivations et les aigrettes le long des fils causent alors une notable perte d'énergie. On a d'ailleurs vu plus haut que, si l'on augmente la longueur d'onde, le rendement du générateur s'élève par suite du nombre de désionisations par seconde plus petit de l'espace où s'effectue la décharge; mais, par contre, l'effet utile de l'antenne diminue alors de plus en plus par suite de la diminution de son rayonnement : donc, pour une certaine longueur d'onde, le poste doit fonctionner avec un rendement maximum. On pourra aussi se rendre compte que les valeurs absolues mesurées dépendent de la variation des influences atmosphériques : celles-ci affectent, en effet, d'une part, la résistance du sol; d'autre part, l'isolement. Si donc, on est obligé d'élever la tension du courant continu primaire pour obtenir la même intensité dans l'antenne, c'est que la résistance effective de l'installation d'émission a augmenté. Ce phénomène est particulièrement sensible dans toutes les stations où le générateur est monté directement dans l'antenne.

A ce sujet, il faut encore signaler l'action favorable du montage dit *à volant* (*fig.* 106). On l'emploie souvent, en particulier avec de petites antennes, pour obtenir d'une façon simple et rapide une variation de la longueur d'onde. Le montage en parallèle du con-

densateur variable et de la self d'antenne a pour conséquence que, à longueur d'onde égale, l'antenne a un amortissement moindre que dans le cas où l'on produit l'allongement à l'aide de la bobine seule. En effet, si une antenne, dont la résistance amortissante est pour

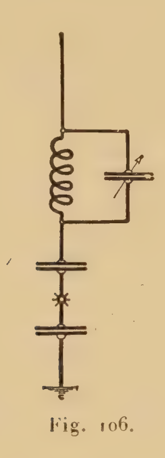


Fig. 106.

une certaine fréquence w_A, est alimentée par un courant i, d'amplitude J, l'énergie mise en jeu est, comme on l'a déjà vu,

$$A_n = \frac{J^2}{2} w_A.$$

Si l'on allonge la longueur d'onde à l'aide d'une self L_1, l'énergie vibratoire à un instant donné est

$$A_1 = \frac{J^2 L_1}{2}.$$

Par suite, le décrément logarithmique d'amortissement a pour valeur

$$\mathfrak{I}_1 = \frac{1}{2} \frac{A_n}{A_1} = \frac{1}{2} \frac{w_A}{L_1}.$$

Si l'on produit le même allongement à l'aide du montage *à volant*, l'énergie totale, pour un même courant dans l'antenne, devient

$$A_2 = \frac{(2J)^2 L_2}{2},$$

si la capacité ajoutée C est égale à celle C_A de l'antenne.

Si la fréquence est la même dans les deux cas, il en résulte en outre

$$\lambda = 2\pi\sqrt{L_1 C_A} \simeq 2\pi\sqrt{L_2(C_A + C)},$$

c'est-à-dire

$$L_2 = \frac{L_1}{2};$$

et comme

$$\mathfrak{I}_2 = \frac{1}{2}\frac{A_n}{A_2} = \frac{1}{4}\frac{w_A}{L_1},$$

on a

$$\mathfrak{I}_2 = \frac{\mathfrak{I}_1}{2}.$$

Si le générateur à arc doit fournir un effort, la plus grande quantité d'énergie qui se trouve dans l'antenne avec le montage *à volant* lui aidera davantage que dans le cas où l'allongement est produit uniquement par des bobines. A ce point se rattache également une des causes pour lesquelles on obtient une meilleure constance de l'état vibratoire pour des ondes longues que pour des ondes courtes. Par contre, le montage *à volant* a l'inconvénient de favoriser la naissance d'oscillations d'ordre supérieur.

Si l'on veut mesurer la grandeur de l'énergie vibratoire totale qu'on peut obtenir avec un courant continu donné, on peut procéder, pour les grands générateurs à arc dont la chambre de flamme et les électrodes sont refroidies par de l'eau courante, de la manière suivante : on calcule la valeur de l'énergie utilisable comme la différence entre l'énergie totale et l'ensemble des pertes.

Soient :

$A = i_g e_g =$ énergie totale de courant continu employée (en watts),

$A' = i_g^2 w_g =$ pertes dans les rhéostats et les bobines de réaction (en watts),

$A'' = \dfrac{m(t_2 - t_1)}{0,24\tau} =$ chaleur cédée à l'eau de refroidissement (en watts),

$t_2 =$ température de l'eau à l'entrée (en degrés centigrades),

$t_1 =$ température de l'eau à la sortie (en degrés centigrades),

$\dfrac{m}{\tau} =$ volume d'eau par seconde (en centimètres cubes),

$A''' = \frac{\varepsilon O(t_g - t_0)}{0,24}$ = perte par rayonnement de l'enveloppe de l'appareil (en watts),

O = surface de l'enveloppe (en centimètres carrés),

ε = coefficient d'émission,

t_g = température de l'enveloppe (en degrés centigrades),

t_0 = température extérieure (en degrés centigrades).

L'énergie vibratoire utilisable est

$$A_n = A - (A' + A'' + A''') \text{ watts.}$$

Si le refroidissement du générateur est bon et le courant d'eau rapide, on peut poser approximativement

$$A''' = 0,$$

et l'on obtient, pour le rendement du mode de production des oscillations,

$$\eta = \frac{A_n}{A} = \frac{A - (A' + A'')}{A}.$$

Cette valeur peut être mesurée dans les conditions de fonctionnement les plus différentes.

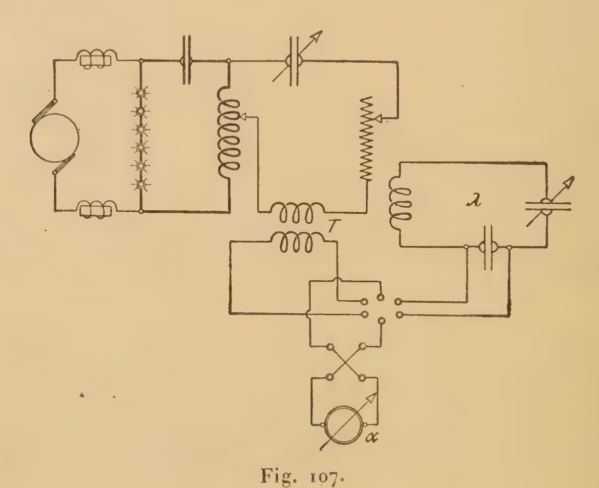


Fig. 107.

Il est naturellement évident que la même méthode de mesure peut être employée avantageusement pour les éclateurs à étincelles refroidis par un courant d'eau.

Dans tous les postes d'émission, mais surtout dans ceux qui sont équipés avec un générateur à arc, il est d'une grande importance de contrôler continuellement la pureté et la constance des oscillations. On peut se servir pour cela du montage de la figure 107.

Si l'ampèremètre est relié à l'ondemètre, il indique par ses déplacements la variation de la longueur d'onde et de l'énergie mise en jeu. S'il est dans le circuit secondaire du transformateur T, il indique seulement les variations d'énergie : on trouve ainsi, pour la variation relative de l'énergie,

$$\frac{\alpha_{T\max} - \alpha_{T\min}}{\alpha_{T\max}}.$$

Au lieu d'un ampèremètre, on peut aussi employer avantageusement des indicateurs de tension convenables, tels que des micromètres à étincelles ou des tubes à luminescence (*fig.* 121).

Pour voir si l'ensemble du dispositif fonctionne avec la constance

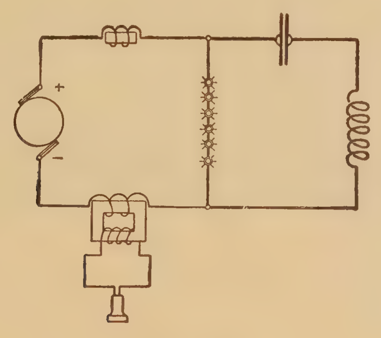


Fig. 108.

voulue, on observe les variations du courant continu fourni en introduisant dans le circuit à courant continu un transformateur dont l'enroulement secondaire est relié aux bornes d'un électro-dynamomètre ou d'un téléphone (*fig.* 108).

C. — Alternateurs a haute fréquence.

Dans les méthodes décrites jusqu'ici pour produire des courants de haute fréquence, l'élément essentiel est l'éclateur : il se comporte

comme un organe de mise en jeu automatique de l'énergie, permettant d'abord à cette énergie de passer dans le circuit oscillant, puis constituant un pont par lequel passe le courant de décharge. S'il était possible de n'avoir qu'une faible perte d'énergie dans cet appareil et d'autre part, d'assurer, dans tous les cas, la sécurité du fonctionnement et l'uniformité d'action du dispositif de décharge, on pourrait par ce procédé augmenter indéfiniment l'énergie de haute fréquence. Mais, comme ces hypothèses ne sont pas réalisées et comme un éclateur ne permet de transformer qu'une certaine quantité d'énergie, variable avec le système employé, on ne peut arriver à accroître l'énergie qu'il est possible de mettre en jeu dans un poste d'émission qu'en montant plusieurs éléments en série. Mais l'usage de cet artifice est encore limité, car la multiplication de ces organes augmente l'insécurité du fonctionnement. Toutes ces difficultés seraient levées radicalement si l'on pouvait produire ces courants avec des machines. Les conditions se trouveraient alors complètement renversées, car, pour avoir plus d'énergie, les difficultés d'établissement des machines pourraient en général diminuer. Guidés par cette idée, Tesla et Fessenden ont construit, il y a déjà longtemps, des machines d'essai pour hautes fréquences. Mais, l'appareil de Tesla n'atteint pas la fréquence employée en télégraphie sans fil, et celui de Fessenden n'offre pas la sécurité de fonctionnement nécessaire. Pour se représenter la difficulté des conditions à réaliser, il faut se rappeler la relation qui existe entre la période ν, le nombre de pôles p et le nombre de tours à la minute n d'un alternateur

$$\nu = \frac{np}{120}.$$

Si l'on transforme cette équation en introduisant la dimension t^{m} d'un pôle et la vitesse linéaire à la périphérie du rotor V m : sec, on obtient

$$\nu = \frac{1}{2}\,\frac{\mathrm{V}^{\mathrm{m}}}{t^{\mathrm{m}}}.$$

On peut augmenter la fréquence en augmentant la vitesse ou le nombre de pôles. Dans le premier cas, on est limité par la résistance mécanique des appareils et l'augmentation des difficultés de fonctionnement inhérente à un nombre de tours élevé de la machine.

De même, la dimension t d'un pôle ne peut pas être réduite indéfiniment, sinon l'énergie mise en jeu diminue beaucoup, et l'on risque des accidents en raison des difficultés d'isolement. La grandeur t comprenant la largeur des dents, le diamètre du cuivre jusqu'à l'isolant et la couche d'isolant, l'augmentation du nombre de pôles conduit à un rapport de moins en moins favorable entre la section efficace de fer et de cuivre et l'épaisseur de l'isolant. Cela est également vrai pour l'accroissement du flux magnétique de fuite vis-à-vis du flux de force efficace.

En raison de ces considérations, Goldschmidt a établi un générateur à haute fréquence (*fig.* 109) à l'aide d'un alternateur dont

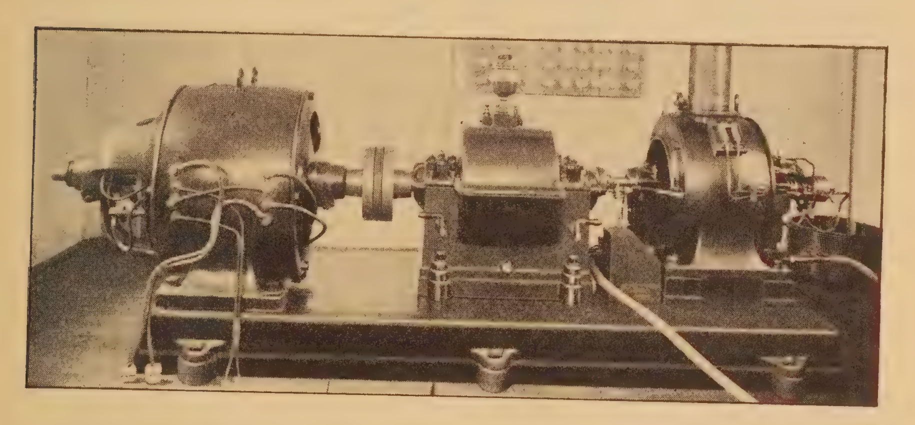


Fig. 109.

Alternateur à haute fréquence de Goldschimdt (C. Lorenz A.-G., Berlin).

la vitesse ne dépasse pas celle qui permet la sécurité de fonctionnement de l'appareil et qui lui donne, en appliquant le principe de réflexion, des courants de haute fréquence, dont la fréquence est un multiple entier de la fréquence initiale. Le montage employé pour trois étages de transformation est en principe celui de la figure 110.

L'enroulement du stator (St) est monté aux bornes de la source de courant continu ou alternatif, avec interposition d'une bobine de réaction pour haute fréquence (D). Il naît alors dans le rotor (R) un courant de période ν_1 qui se déduit par la formule précédente du nombre de tours et du nombre de pôles de la machine. Pour que ce courant puisse se développer librement, on monte aux bornes du

rotor un circuit oscillant $L_R C_1 C_2 L_2$ calculé de telle sorte que

$$(2\pi\nu_1)^2 L_R C_1 = 1,$$
$$(2\pi\nu_1)^2 L_2 C_2 = 1.$$

Entre les points *a* et *b* existe alors, pour la fréquence ν_1, une tension nulle, si l'on suppose que les condensateurs et les bobines employés sont aussi exempts de pertes que possible. Ce courant produit dans la machine un champ qui, réagissant sur le stator, crée

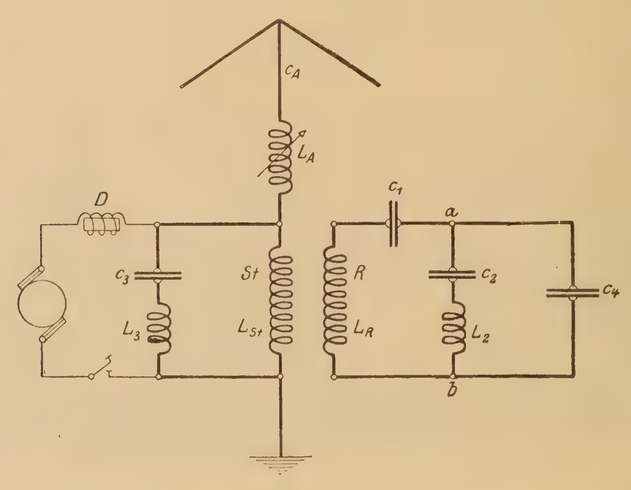


Fig. 110.

dans celui-ci une force électromotrice dont la période est, comme on sait, $\nu_2 = 2\nu_1$. Pour offrir au courant de période ν_2 qui prend ainsi naissance un chemin présentant le moins de résistance possible, on s'arrange de manière que le condensateur C_3 et la self L_3 remplissent la condition

$$(2\pi\nu_2)^2 (L_{St} + L_3) C_3 = 1.$$

Continuant à appliquer le principe de réflexion, on voit qu'il prend alors naissance dans le rotor un courant de fréquence $\nu_3 = 3\nu_1$ et l'on calcule les grandeurs électriques, de même que précédemment, par l'équation

$$(2\pi\nu_3)^2 L_R \frac{C_1 C_4}{C_1 + C_4} = 1.$$

Enfin, comme dernier circuit, l'antenne et la terre sont montées aux bornes de l'enroulement du stator et, à l'aide d'un variomètre, on donne à ce circuit une fréquence propre $\nu_4 = 4\nu_1$ en satisfaisant à la condition

$$(2\pi\nu_4)^2 C_A (L_{St} + L_A) = 1.$$

En faisant ainsi jouer tour à tour au rotor et au stator le rôle de primaire, on peut théoriquement augmenter à volonté la fréquence. Mais pratiquement, en augmentant la fréquence, on diminue l'énergie fournie au poste, par suite de l'accroissement de l'énergie vibrant à vide dans la machine.

La machine tournant avec une vitesse constante, on l'excite, puis on accorde les circuits. Pour cela, on monte chaque circuit à tour de rôle et l'on modifie ses grandeurs électriques jusqu'à ce que le courant y soit maximum. Le réglage effectué de cette manière nécessite toujours une certaine retouche après qu'on a monté le dernier circuit.

Cette machine, alimentée par du courant continu, fournit du courant alternatif pur, de haute fréquence et d'amplitude constante. Si on l'excite avec du courant alternatif, des pulsations de courant continu, ou à l'aide d'un dispositif musical particulier, elle produit dans l'antenne des battements qui donnent à la réception, avec un détecteur à contact, un son musical pur.

Pour exciter la machine avec du courant alternatif ou des pulsations de courant continu, on emploie tout simplement le montage de la figure 110. Le dispositif musical repose sur le phénomène suivant : les enroulements du rotor et du stator sont fractionnés en un nombre égal de parties qui ne sont pas placées en série comme lorsqu'on veut produire des oscillations d'amplitude constante, mais qui alternent entre elles de manière à donner lieu à une succession particulière de pôles.

S'il y a dans le stator comme dans le rotor z de ces groupes de bobines, il se produit un son de battement dont la fréquence est

$$\nu_s = \frac{nz}{60}.$$

L'alternateur à haute fréquence peut aussi servir à l'émission en téléphonie sans fil; et là, on a l'avantage que le microphone peut

agir directement sur l'excitation de la machine suivant le rythme de la parole, et non pas seulement sur les courants de l'antenne comme dans les autres systèmes.

Si ce système d'émission a des avantages, il a pourtant aussi quelques inconvénients.

Tout d'abord l'antenne doit vibrer en résonance parfaite avec la période qui lui est imprimée, de sorte qu'un changement dans les constantes électriques de cette antenne ou une variation de la vitesse du moteur qui entraîne la machine peut causer une diminution de l'intensité du courant dans l'antenne. Ce phénomène est d'autant plus sensible que la capacité de l'antenne est plus petite vis-à-vis de la longueur d'onde employée. En outre, le fait que la période des courants alternatifs, au lieu d'être déterminée par les grandeurs électriques des circuits oscillants comme dans les autres systèmes, est donnée par la machine, a pour conséquence qu'on ne peut obtenir une variation continue de la longueur d'onde qu'en ayant recours à deux machines : de sorte que, pour les petits postes où l'on ne dispose que d'une place limitée, le fonctionnement serait très compliqué. De plus, un isolement parfait de l'antenne est nécessaire si l'on veut que le poste d'émission fonctionne dans des conditions de sécurité durables.

La méthode suivante possède les mêmes avantages et les mêmes inconvénients. Elle consiste à atteindre l'accroissement de fréquence voulu à l'aide d'un ou de plusieurs transformateurs. Cependant l'expérience seule peut montrer si cette transformation d'énergie est acceptable. Une circonstance qui paraît avantageuse est qu'ici la fréquence obtenue est toujours le double (ou le triple) de la fréquence initiale, tandis qu'avec la méthode de Goldschmidt, elle n'est doublée que dans le premier stade de transformation. Peut-être en arrivera-t-on plus tard à un emploi simultané des deux systèmes, les premières augmentations de fréquence étant basées sur le principe de réflexion dans la machine et les transformateurs effectuant les dernières. L'idée qui est à la base de cette deuxième méthode, et qui a été exprimée par plusieurs auteurs, est la suivante (*fig.* 111) :

Deux transformateurs identiques possèdent chacun trois enroulements. Les primaires s_1' et s_1'' sont montés en série, tandis que les secondaires s_2' et s_2'' sont connectés de telle sorte que leurs forces

électromotrices se retranchent. Si alors, dans un des systèmes ou dans les deux, on produit une dissymétrie de l'aimantation, par exemple en alimentant les troisièmes enroulements s'_3 et s''_3 avec du courant continu, en sorte qu'au même moment l'induction soit renforcée dans un transformateur, affaiblie dans l'autre, on obtient

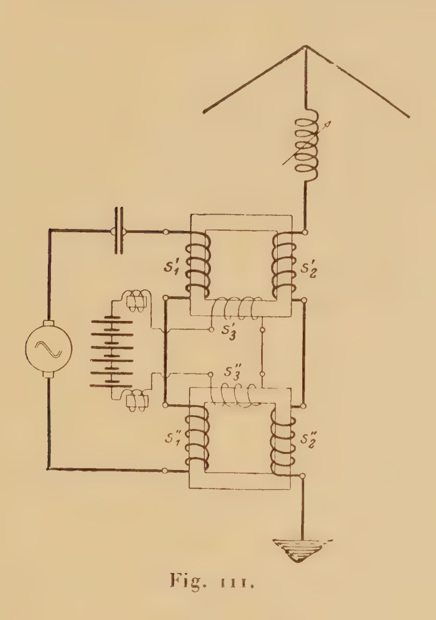


Fig. 111.

au secondaire un courant de fréquence double. Pour arriver alors aux longueurs d'onde usitées en télégraphie sans fil, on peut utiliser plusieurs fois ce principe, ce qui correspond au montage en série de plusieurs de ces dispositifs, ou bien encore adjoindre ce dispositif à l'alternateur Goldschmidt en mettant des circuits de résonance convenablement réglés aux enroulements primaires et secondaires des transformateurs, on obtiendrait également l'accroissement de fréquence voulu.

3. **Mesure de la puissance des alternateurs à haute fréquence et de leur rendement.** — L'étude expérimentale des alternateurs à haute fréquence peut se faire de la même manière que celle des alternateurs à basse fréquence. Les grandeurs caractéristiques de l'appareil se mesurent de la manière habituelle, à l'aide des caractéristiques à vide, en court circuit et en charge. Il n'y a qu'une

particularité, c'est que les circuits de charge doivent toujours être accordés sur la période correspondante. Un point particulièrement intéressant est la détermination de la puissance débitée et du rendement, pour un courant d'excitation donné, en fonction de la résistance d'utilisation. Il sera bon de constituer ces résistances avec des lampes à incandescence sans self réunies en groupes dont les lampes sont montées en parallèle ou en série. La mesure de la puissance se déduit de la lecture des valeurs du courant et de la tension aux bornes de cette résistance de charge; on peut aussi comparer le pouvoir éclairant des lampes, par un procédé photométrique, à celui d'une lampe de comparaison dont on détermine en même temps la dépense d'énergie de courant continu. En se basant sur ces mesures, on peut se faire une idée de l'énergie que prendra une antenne dont on connaît la capacité et la résistance effectives.

On peut faire une autre série de recherches pour déterminer quel est le désaccord de l'antenne vis-à-vis d'une période fondamentale donnée pour lequel l'énergie diminue de 10, 20, ... pour 100 de sa valeur maxima. Au lieu de modifier la période propre de l'antenne, on peut recommencer la mesure en augmentant ou en diminuant le nombre de tours du moteur d'entraînement de 0,1, 0,2, 0,3, ..., 1, 2, ... pour 100 et en évaluant la diminution correspondante de l'énergie de haute fréquence fournie à l'antenne.

On peut encore, pour déterminer la grandeur des pertes dans le fer et le cuivre de la machine, monter le rotor et le stator dans le circuit oscillant d'un générateur à arc, et mesurer, par exemple par la méthode des trois ampèremètres, la résistance efficace des enroulements en fonction de la longueur d'onde dans les différentes conditions de fonctionnement (rotor et stator seuls ou en série, rotor immobile ou tournant).

La mesure du rendement η du poste d'émission peut se faire en mesurant l'énergie A fournie au moteur d'entraînement préalablement étalonné, et l'énergie A_n reçue par l'antenne. La séparation des différents termes qui interviennent dans les pertes totales (frottement sur les paliers, frottement de l'air, pertes dans le fer, pertes dans le cuivre, pertes diélectriques) s'opère par les méthodes générales.

D. — Le transformateur à résonance.

La charge de la capacité d'un circuit oscillant peut se faire directement à l'aide de courant continu ou alternatif. Dans le premier cas, on est limité supérieurement par la difficulté qu'il y a à construire des dynamos à haute tension. Si l'on intercale un transformateur il faut introduire dans son circuit primaire un interrupteur qui, pour des énergies assez grandes, donne facilement lieu à des difficultés de fonctionnement. Aussi, dans la plupart des installations, la charge des condensateurs des circuits oscillants se fait-elle avec un alternateur : on élève la tension qu'il produit par l'intermédiaire d'un transformateur à haute tension (*fig.* 112). Celui-ci joue le rôle d'intermédiaire entre les circuits à basse tension et les circuits à haute tension. Un bon réglage du transformateur est une condition essentielle pour qu'une station ait un fonctionnement sûr. Il faut qu'il charge à haute tension la capacité du circuit excitateur, sans toutefois donner lieu, lors de l'étincelle et de la décharge, à la formation d'un arc par suite de la mise en court circuit du secondaire.

Ces deux conditions ont été remplies par Tesla d'une manière élégante, en choisissant, pour un transformateur donné, la période de l'alternateur, la self du primaire, celle du secondaire et la capacité de charge, de façon à produire un phénomène de résonance.

Comme le montre le schéma de montage de la figure 113, le dispositif se compose de deux circuits. L'un comprend l'alternateur et le primaire du transformateur, le deuxième, le secondaire de ce transformateur et le condensateur du circuit excitateur. On peut alors distinguer les différents modes de fonctionnement suivants :

a. Il n'y a pas pratiquement de réaction du secondaire sur le primaire. Ce cas est réalisé quand on introduit dans le circuit de l'alternateur une forte résistance, de manière que l'amplitude du courant y reste absolument constante. La vibration propre ν_2 du secondaire correspond alors à la valeur qu'on déduit de la capacité C du condensateur et de la self L_2 de la bobine secondaire :

$$(2\pi\nu_2)^2 L_2 C = 1.$$

Il y alors résonance quand la fréquence ν de la machine coïncide

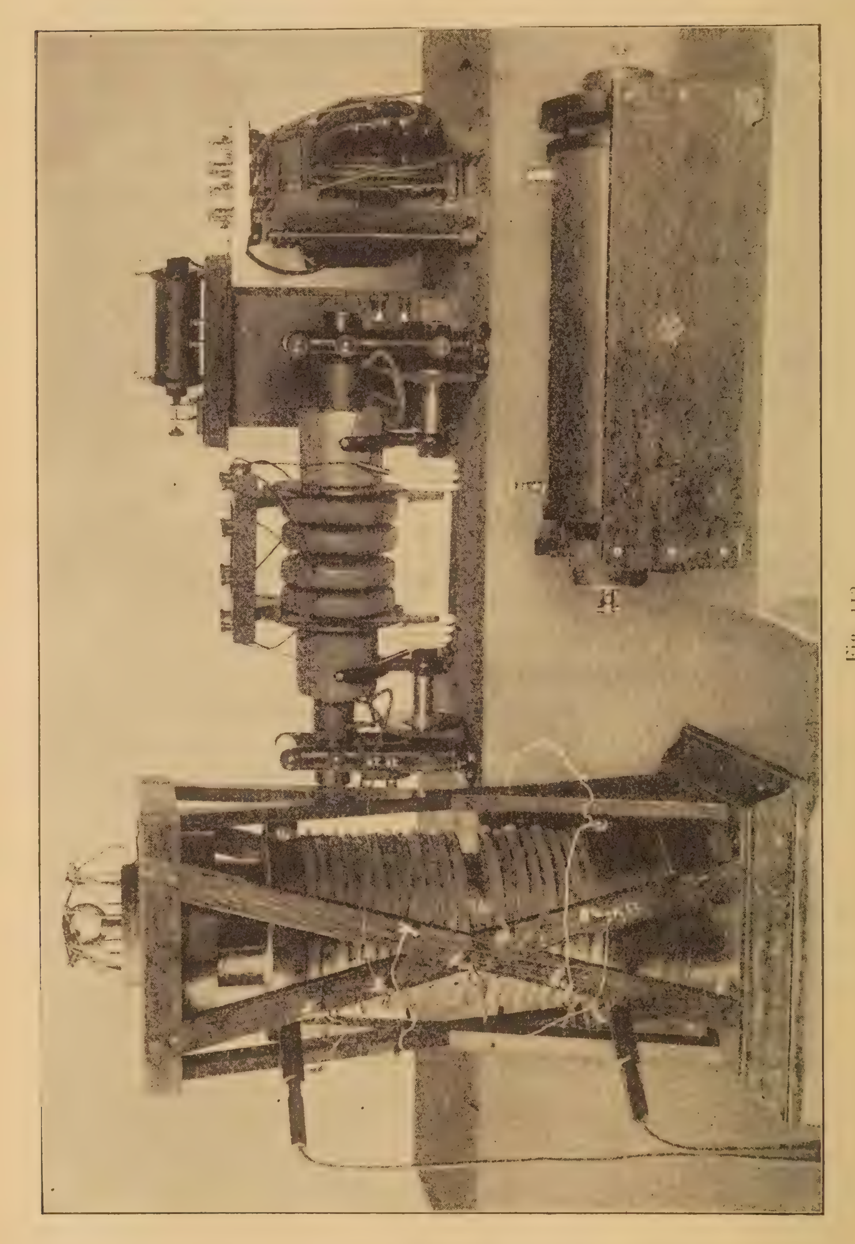


Fig. 112.

Transformateurs à haute tension et à résonance (Radiotelegraphisches Praktikum der Techn. Hochschule Darmstadt).

avec celle ν_2 du deuxième circuit.

b. Le secondaire exerce une réaction sur le primaire, mais le facteur de couplage possède une valeur constante. Ce mode de fonctionnement s'obtient quand le transformateur est à circuit magnétique fermé, de sorte qu'il ne peut pas y avoir de self-induction due aux fuites. Pour avoir la résonance, c'est-à-dire la tension maxima aux bornes de la capacité de charge, on monte dans le circuit primaire, ou dans le secondaire, ou dans tous les deux, une self (*fig.* 113). Si alors on introduit dans le calcul les grandeurs

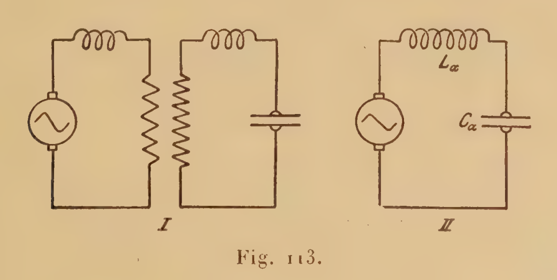


Fig. 113.

électriques du secondaire dans le primaire à l'aide des équations suivantes, où C est la capacité de charge, L_2 la self introduite dans le secondaire et n le rapport de transformation,

$$C_a = n^2 C,$$

$$L'_2 = \frac{L_2}{n^2},$$

l'ensemble du système I (*fig.* 113) se trouve ramené au système II constitué par une self et un condensateur en série. La condition de résonance donne alors la relation

$$(2\pi\nu)^2 L_a C_a = 1,$$

où L_a représente la somme de la self intercalée dans le primaire et de celle qu'on a ramenée dans le primaire par le calcul sous la forme L'_2.

c. Le troisième cas, le plus fréquent, est celui où l'on se sert comme transformateur d'un inducteur à résonance qui présente une réaction notable du secondaire sur le primaire. Du reste, alors, le couplage de l'inducteur varie, par suite des fuites qui se produisent, dans de très larges limites, suivant le mode de construction.

A l'instant où le courant secondaire est nul, presque toutes les lignes de force de la bobine primaire traversent aussi la bobine secondaire, tandis que, pendant l'existence des courants primaire et secondaire, l'induction mutuelle ne présente que de très petites valeurs. Si, malgré cela, on parle dans ce cas d'un couplage déterminé, on entend par là une valeur moyenne. Au contraire de ce qui se passe dans le premier cas a, le maximum de tension au condensateur, qui indique la résonance, se produit pour une fréquence moindre que celle qui correspond à l'oscillation propre du circuit secondaire. Cette différence augmente avec le couplage moyen. S'il se produit régulièrement des étincelles, on retire de l'énergie au secondaire : par suite, il faut corriger la résonance, car elle est déréglée par suite de la variation des fuites.

Si l'on a mesuré expérimentalement, pour une certaine forme de transformateurs, et dans des conditions déterminées de fonctionnement, les grandeurs électriques qui correspondent à la résonance, on peut calculer ces grandeurs pour d'autres fréquences et d'autres capacités :

α. Self secondaire L_2 constante

$$\frac{C'_R}{C''_R} \cong \frac{\nu''^2}{\nu'^2};$$

β. Fréquence ν de l'alternateur constante

$$\frac{C'_R}{C''_R} \cong \frac{z''^2}{z'^2},$$

z étant le nombre de spires de la bobine secondaire;

γ. Capacité de charge C_R constante

$$\frac{\nu'}{\nu''} \cong \frac{z''}{z'};$$

δ. Fréquence ν constante

$$\frac{E_0'^2}{E_0''^2} \cong \frac{C''_R}{C'_R},$$

E_0 étant la tension de charge maxima.

4. **Établissement de la courbe de résonance pour un transformateur à circuit magnétique fermé, par variation de la capacité C, la fréquence ν et le couplage $\varkappa$ étant constants.** — Le montage d'essai

de la figure 114 permet de mesurer les grandeurs primaires (P_1 watts, i_1 ampères, e_1 volts) et secondaires (i_2 ampères, e_2 volts) en fonction de la capacité C. D'autre part, on mesure, par un essai à vide

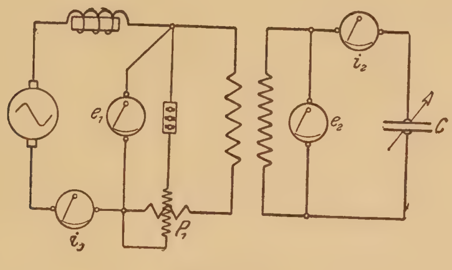


Fig. 114.

et en court circuit, les données électriques du transformateur et de l'alternateur; on connaît la self des bobines de réaction et la résistance des circuits; enfin, on simplifie le schéma en ramenant par la pensée les grandeurs secondaires dans le primaire, ce qui donne le schéma équivalent de la figure 115, correspondant au montage en

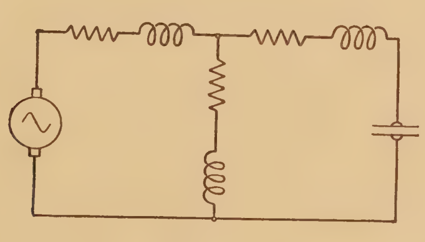


Fig. 115.

série d'une self L_a, d'une capacité C_a et d'une résistance w_a. On exécute alors successivement les mesures suivantes :

a. Étude de l'alternateur. — Essai à vide : Mesure de la force électromotrice E_M en fonction du courant d'excitation i_{2_M}, le nombre de tours étant constant.

Essai en court circuit : Détermination du courant de court circuit i_{k_M} en fonction du courant d'excitation i_{2_M}, le nombre de tours étant constant.

Mesure de la résistance w_M en courant continu du bobinage de l'induit.

Des deux courbes établies on tire, pour des excitations égales, une série de valeurs correspondantes de E_M et i_{k_M} : on en déduit la résistance inductive de la machine

$$2\pi\nu L_M = \frac{E_M}{i_{k_M}}.$$

b. Détermination des caractéristiques de la bobine de réaction. — Du courant i_D, de la tension aux bornes e_D et de l'énergie dépensée A_D, le nombre de tours de l'alternateur étant donné, on déduit la résistance inductive et la résistance ohmique de la bobine de la manière suivante :

$$i_D = \sqrt{i_w^2 + i_m^2},$$

$$i_w = \text{courant watté},$$

$$i_m = \text{courant déwatté},$$

et

$$i_w = \frac{A_D}{e_D},$$

d'où

$$i_m = \sqrt{i_D^2 - \left(\frac{A_D}{e_D}\right)^2},$$

$$2\pi\nu L_D = \frac{e_D}{i_D}\,\frac{i_m}{i_D},$$

et

$$w_D = \frac{A_D}{i_D^2}.$$

c. Étude du transformateur. — Essai à vide : On mesure au primaire le courant i_{1_0}, la tension e_{1_0} et le nombre de watts dépensés A_0 ; au secondaire, la force électromotrice e_{2_0}, le nombre de tours de l'alternateur étant donné. De ces valeurs on déduit d'abord, comme pour la bobine de réaction, la résistance w_T équivalente aux pertes dans le fer, et la résistance inductive apparente $2\pi\nu L_T$.

Ensuite le rapport des tensions donne le rapport de transformation

$$\frac{e_{2_0}}{e_{1_0}} = n.$$

Essai en court circuit : On mesure de même les grandeurs pri-

maires $i_{1\varkappa}$, $e_{1\varkappa}$ et $A_\varkappa$ ainsi que l'intensité $i_{2\varkappa}$ au secondaire

$$\frac{i_{1\varkappa}}{i_{2\varkappa}} = n.$$

Comme, dans ce cas, les pertes dans le fer sont très petites, $A_\varkappa$ comprend exclusivement l'énergie en watts consommée dans les deux bobinages du transformateur

$$\Sigma \varpi = \frac{A_\varkappa}{i_{1\varkappa}^2} = \varpi_1 + \frac{1}{n^2}\varpi_2.$$

ϖ_1 et ϖ_2 peuvent être mesurées en même temps au pont en courant continu : il en résulte un contrôle pour $\Sigma\varpi$.

On a

$$e_{1\varkappa} = i_{1\varkappa}\sqrt{(\Sigma\varpi)^2 + (2\pi\nu L)^2},$$

d'où

$$2\pi\nu L = \sqrt{\frac{e_{1\varkappa}^2}{i_{1\varkappa}^2} + \left(\frac{A_\varkappa}{i_{1\varkappa}^2}\right)^2},$$

$$= 2\pi\nu L_1 + \frac{1}{n^2}2\pi\nu L_2,$$

et

$$\frac{\varpi_1}{\varpi_2} = \frac{2\pi\nu L_1}{2\pi\nu L_2}.$$

Connaissant cette somme et ce quotient, on en déduit les valeurs des résistances inductives $2\pi\nu L_1$ et $2\pi\nu L_2$.

On en déduit les résistances totales qui constituent le schéma de montage équivalent (*fig.* 115). Le circuit a une résistance ohmique et une résistance inductive. La première est la somme

$$(\varpi_M + \varpi_D + \varpi_1)^\Omega;$$

la seconde

$$2\pi\nu L_a = (2\pi\nu L_M + 2\pi\nu L_D + 2\pi\nu L_1)^\Omega.$$

Les grandeurs ϖ_T^Ω et $2\pi\nu L_T^\Omega$ sont communes au circuit de la machine et au circuit secondaire. A leurs bornes sont montées les résistances du circuit de charge, dont les valeurs, transformées pour

un rapport de transformation n, se calculent par les formules

$$w'_2 = \frac{1}{n^2} w_2,$$

$$2\pi\nu L'_2 = \frac{1}{n_2} 2\pi\nu L_2,$$

$$\frac{1}{2\pi\nu C'_2} = \frac{1}{n^2} \frac{1}{2\pi\nu C_2}.$$

Ces résistances équivalentes au circuit secondaire peuvent être combinées avec les résistances w_T et $2\pi\nu L_T$ du transformateur. Le plus simple pour cela est d'employer la méthode graphique. On arrive à une expression de la forme

$$\sqrt{w'^2 + \left(\frac{1}{2\pi\nu C_a}\right)^2}.$$

En additionnant directement les résistances ohmiques et inductives du circuit primaire avec les termes correspondants ainsi trouvés, on obtient le circuit unique cherché, constitué par les trois résistances suivantes montées en série

$$w_a = w_M + w_D + w_1 + w',$$
$$2\pi\nu L_a = 2\pi\nu L_M + 2\pi\nu L_D + 2\pi\nu L_1,$$

$$\frac{1}{2\pi\nu C_a}.$$

Les résistances ohmiques w_a pouvant en général être négligées dans le calcul de la résonance, la période de l'alternateur correspondra à l'oscillation propre du circuit quand on aura

$$(2\pi\nu)^2 L_a C_a = 1.$$

Ce calcul très général peut subir des simplifications pour un grand nombre de dispositifs, plusieurs de ces résistances pouvant être négligées sans que le résultat final s'en ressente.

Dans tous les cas, ce procédé permet d'étudier le fonctionnement du système, soit à la résonance, soit dans tel autre cas qu'on voudra, en employant toutes les équations et tous les diagrammes qui correspondent au montage en série d'une résistance ohmique w_a, d'une self L_a et d'une capacité C_a.

5. **Établissement des courbes de résonance pour un inducteur de Boas, par variation du couplage $\varkappa$, la fréquence ν et la capacité C étant constantes.** — Le montage est le même que pour l'étude précédente (*fig.* 114). La tension aux bornes de la capacité C présente un maximum pour une certaine position de la bobine primaire mobile. Soit L_2 la self de la bobine secondaire (mesurée au secondaire par un essai en circuit ouvert). Dans le cas de la résonance, on a la relation

$$\frac{1}{\nu} = 2\pi\sqrt{L'_2 C} = 2\pi\sqrt{L_2(1-\varkappa^2)C},$$

$$\varkappa = \sqrt{\frac{L_2 - L'_2}{L_2}},$$

où L'_2 représente la self effective du circuit.

Si l'on change la capacité de charge, et si chaque fois on déplace la bobine primaire jusqu'à amener de nouveau l'ensemble du système à la résonance, on reconnaît qu'il existe pour le couplage une valeur optima, qu'on reconnaît à un maximum de tension au condensateur. La représentation graphique des résultats conduit à une courbe

$$e_c = f(\varkappa).$$

Outre la position relative des bobines primaires et secondaires, on peut encore, pour faire varier le couplage :

a. Monter en avant de l'enroulement primaire du transformateur une bobine de self ou une résistance;

b. Prendre pour la self de l'alternateur une valeur plus ou moins grande;

c. Shunter la bobine primaire de l'inducteur par une bobine de self ou une résistance;

d. Intercaler une bobine de self dans le circuit secondaire.

Signalons enfin, qu'on peut aussi établir ces courbes de résonance en faisant varier la fréquence ν, la capacité et le couplage étant constants, et qu'on arrive aux mêmes résultats.

Toutes ces recherches sont basées sur les effets de résonance auxquels donne lieu le courant alternatif. Ces effets peuvent être obtenus également avec du courant continu, par l'emploi d'interrupteurs dont les plus usités sont l'interrupteur à marteau, l'interrupteur rotatif, l'interrupteur à turbine (Tesla) et l'interrupteur électrolytique (Wehnelt).

Exposons à ce sujet comment on peut télégraphier des signaux Morse dans le rythme d'un son. L'accroissement continuel du nombre de stations radiotélégraphiques fait qu'il est de plus en plus difficile d'avoir un trafic exempt de perturbations. D'autre part, en bien des points de la terre, il est essentiel d'éliminer à la réception l'effet des décharges atmosphériques. On comprend par là la raison d'être du système à émission musicale. Parmi les méthodes indiquées par différents auteurs, et en partie réalisées, pour l'envoi musical des signaux, on peut distinguer deux catégories. Dans les unes, les oscillations dans l'antenne se font par trains d'ondes amorties ; dans les autres, le courant présente une succession rythmée de croissances et de décroissances. De plus, dans la première catégorie, il faut distinguer deux groupes, suivant que le nombre de décharges est égal à la hauteur du son, ou que la période de ce son correspond à une succession de groupes de décharges.

a. Nombre de décharges égal à la hauteur du son. — Ceci est réalisé pratiquement de deux façons : ou bien l'énergie primaire est produite soit par du courant alternatif, soit par du courant con-

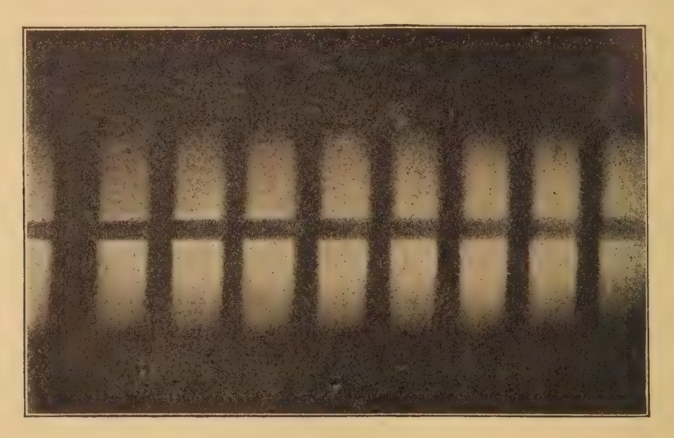


Fig. 116.

840 interruptions à la seconde.

tinu interrompu ou pulsatoire, possédant le rythme du son ; ou bien le nombre de décharges voulu du circuit de haute fréquence est obtenu à l'aide de dispositifs d'interruption simples ou multiples,

ou d'éclateurs rotatifs construits d'une manière appropriée. Dans beaucoup de cas aussi, on réunit les deux méthodes; c'est ce qui arrive quand le courant d'alimentation présente déjà un rythme que possède aussi le dispositif d'interruption travaillant synchroniquement. On a souvent appliqué ces méthodes concurremment avec l'excitation par choc de Wien (éclateur rotatif de Marconi). Comme la hauteur du son change avec le nombre de décharges, mais que celui-ci dépend de la période de l'alternateur ou du nombre d'interruptions à la seconde, il n'est pas possible avec ce système d'obtenir un changement de son rapide.

b. Cet inconvénient est évité dans le système d'émission à sons multiples, dans lequel ce sont des groupes entiers de décharges qui fixent la hauteur du son. Là encore on peut employer comme source d'énergie un alternateur de période égale ou inférieure; la variation de son est alors obtenue à l'aide d'un circuit de son construit spécialement pour cela, ou produite en se servant, pour provoquer l'étincelle, d'une tension auxiliaire dont la période est facilement réglable.

c. A la deuxième catégorie appartiennent les stations où le courant dans l'antenne a une amplitude constante (générateur à arc Poulsen, alternateurs à haute fréquence). Il faut alors des appareils et des dispositifs spéciaux pour faire de l'émission musicale. Du reste, là encore, on peut distinguer des variantes. On peut provoquer une interruption rythmée du courant de l'antenne, ou une variation périodique de la longueur d'onde. On peut employer pour cela les procédés suivants : introduire le dispositif d'interruption directement dans l'antenne, ou en dérivation sur une résistance ohmique ou inductive placée dans cette antenne; ou bien se servir de condensateurs variables, de variomètres, ou encore, si l'on emploie deux circuits, de dispositifs d'accouplement dans lesquels le couplage varie périodiquement; bref, employer tous les procédés qui ont pour but de faire varier l'énergie ou la longueur d'onde de l'oscillation rayonnée. Pour obtenir un rythme donné, on peut encore employer, pour l'alimentation ou l'excitation, du courant alternatif, que les oscillations soient produites à l'aide d'un arc ou à l'aide d'une machine de haute fréquence. Souvent aussi la superposition de courant alternatif et de courant continu peut présenter des avantages. On peut aussi se servir de deux sources de courant pour les oscil-

lations entretenues. Si ces sources ont des périodes différentes, il se produira des battements dans l'antenne; ce qu'on peut encore réaliser, dans certaines conditions, avec un seul générateur travaillant sur un circuit oscillant convenablement réglé. On peut enfin, avec l'alternateur à haute fréquence, disposer les enroulements et les pôles de cette machine de façon telle qu'il se produise périodiquement des croissances et des décroissances du courant dans l'antenne.

Indiquons, pour terminer ce Chapitre, les montages accessoires et les appareils qu'il est avantageux d'utiliser pour les essais d'installations.

6. Mesure des hautes tensions alternatives. — L'étude des transformateurs de haute tension et des éclateurs exige la mesure de tensions trop élevées pour qu'on puisse se servir directement d'électromètres, d'électrodynamomètres ou d'appareils thermiques.

Le montage de la figure 117 peut servir à tourner cette difficulté.

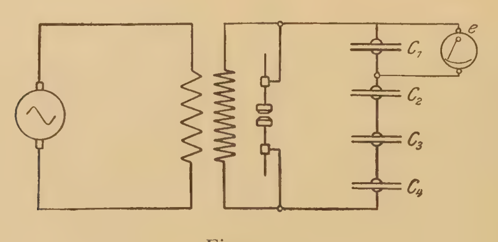


Fig. 117.

Si l'on pose $e_2 =$ tension secondaire $= \frac{1}{\sqrt{2}}$ tension d'éclatement, on a

$$e_2 = e\,\frac{C_1}{C_c}$$

avec

$$\frac{1}{C_c} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \ldots + \frac{1}{C_n}.$$

7. Mesure des nombres d'étincelles et des hauteurs de son. — *a. Avec un disque stroboscopique* (*fig.* 118). — On donne au

disque stroboscopique une vitesse de rotation telle que les secteurs paraissent immobiles. Si n est le nombre de tours du moteur à la

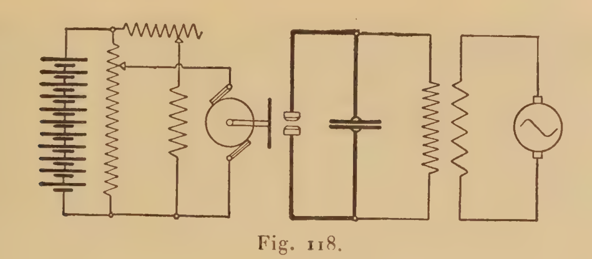


Fig. 118.

minute, s le nombre des secteurs, le nombre d'étincelles par seconde est

$$z = \frac{ns}{60}.$$

b. Au moyen de tubes à luminescence (tubes de Geissler, tubes à hélium, tubes à effluves). — On emploie un montage analogue, mais en se servant d'un tube de Geissler tournant qui est illuminé par un courant oscillatoire : ce tube peut être couplé au

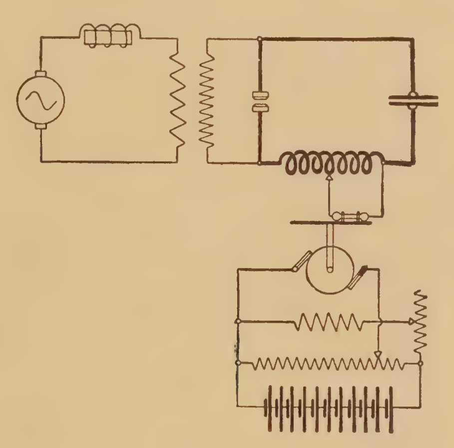


Fig. 119.

circuit par induction, par condensateur ou par couplage galvanique (*fig.* 119). Le nombre d'étincelles se calcule par la même formule, s étant alors le nombre de rayons illuminés.

Tout poste d'émission devrait posséder un appareil de ce genre. En effet, autant il est nécessaire d'évaluer commodément la lon-



Fig. 120.

5575 décharges à la seconde.

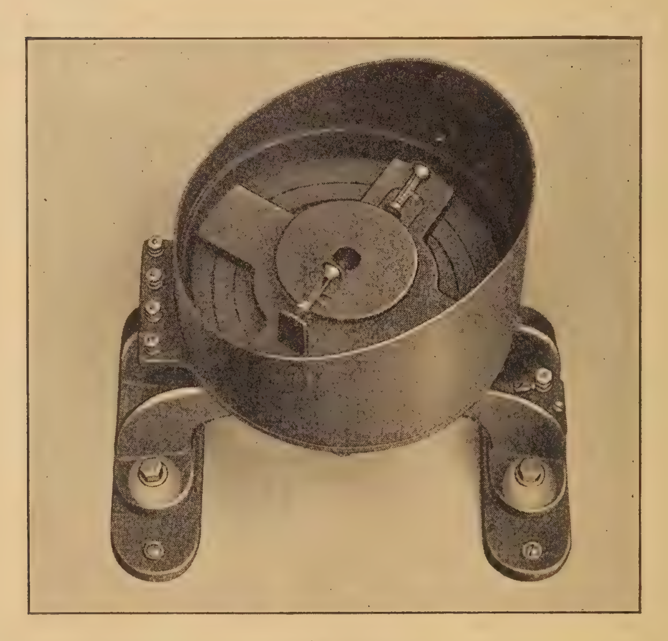


Fig. 121.

Contrôleur d'oscillations à deux tubes luminescents (C. Lorenz A.-G., Berlin).

gueur d'onde rayonnée, autant l'état vibratoire de l'antenne doit être soumis à un régime continu, que les ondes soient entretenues ou amorties (*fig.* 120). Si, comme le montre la figure 121, on dispose deux tubes luminescents sur un disque tournant, on peut observer simultanément l'état oscillatoire dans deux circuits, les

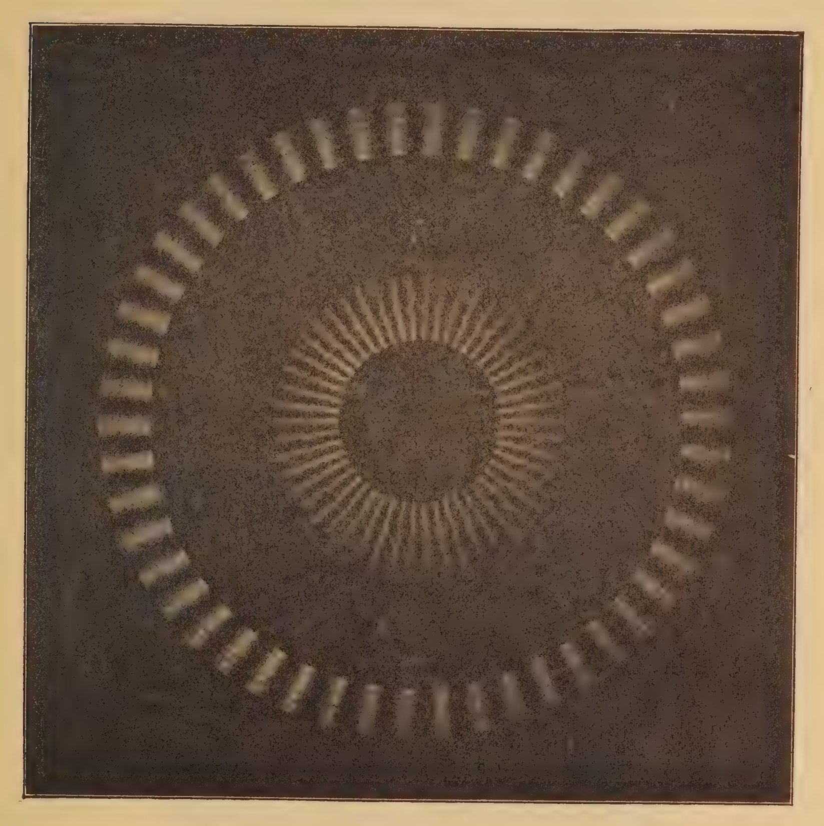


Fig. 122.

Tube extérieur couplé avec l'antenne, tube intérieur couplé avec le circuit de son. Hauteur du son : 950 vibrations à la seconde.

tubes pouvant être couplés au circuit qui les excite soit apériodiquement, soit à l'aide d'un circuit de résonance. On pourrait, par exemple, monter le contrôleur d'oscillations sur le primaire et l'antenne, sur le circuit de son et l'antenne (*fig.* 122), ou aux divers circuits de résonance d'un alternateur Goldschmidt. Son

emploi est particulièrement utile en téléphonie sans fil (*fig.* 123

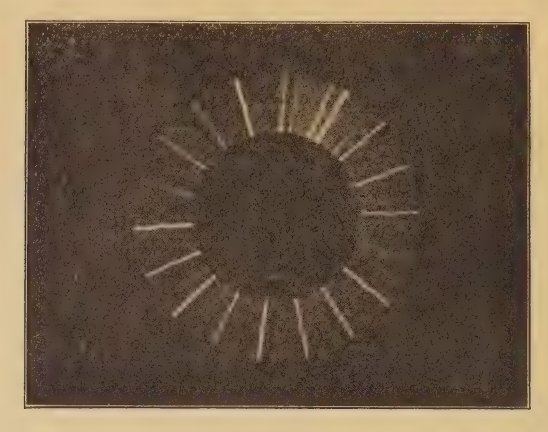


Fig. 123.

00000000

et 124) pour déterminer l'influence de la parole sur le cours des oscillations dans l'antenne.

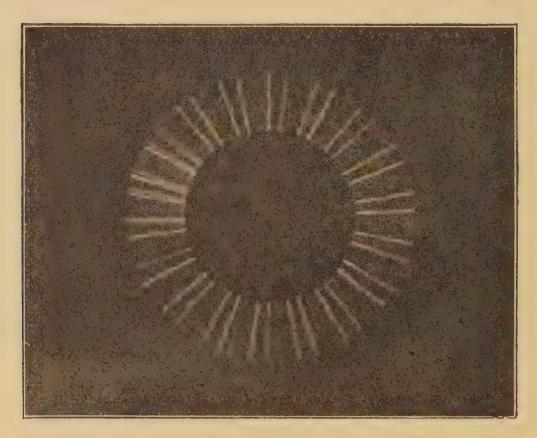


Fig. 124.

aaaaaaa

La multiplicité de ses applications assure au contrôleur d'oscillations sa place comme instrument de mesure dans tout poste d'émission.

CHAPITRE VI.

LES RÉCEPTEURS ET LEURS MONTAGES.

Le nombre des appareils employés en haute fréquence pour mettre en évidence les oscillations produites dans un résonateur est excessivement grand, depuis le micromètre à étincelles jusqu'aux plus récents détecteurs à contact. On est ainsi amené à essayer de les classer. La première idée qui vient à l'esprit est de les grouper d'après les lois sur lesquelles sont basés leurs modes d'action; mais on ne peut s'arrêter à cette idée qui ne correspond nullement aux besoins pratiques. Il vaut mieux se contenter d'une autre classification, un peu moins rigoureuse qui est la suivante :

I. Récepteurs qui permettent une évaluation quantitative des courants et tensions de haute fréquence et qui, par suite, sont particulièrement utiles pour les mesures.

II. Récepteurs qui ne permettent qu'une observation qualitative des phénomènes oscillatoires, mais qui, en raison de leur haute sensibilité, servent dans beaucoup de cas aux communications radiotélégraphiques à grandes distances.

Citons dans le groupe I :

1° Les appareils thermiques proprement dits (ampèremètres, voltmètres, wattmètres);

2° Les électromètres (à quadrants ou à demi-cercles);

3° Les thermo-éléments (thermo-galvanomètre);

4° Les bolomètres (Baretters).

Le micromètre à étincelles de Hertz et le tube à effluves de Gehrke sont intermédiaires entre le groupe I et le groupe II.

Le groupe II comprend :

1° Les tubes à gaz raréfiés (tube de Geissler, tube à hélium);

2° Les petites lampes à incandescence;

3° Les cohéreurs;
4° Les détecteurs magnétiques;
5° Les détecteurs électrolytiques;
6° Les détecteurs à contacts (thermo-détecteurs);
7° Les tubes soupapes (tube de Wehnelt, audion de Fleming);
8° Les tikkers.

Groupe I.

1. **Étalonnage des ampèremètres thermiques en haute fréquence.** — Pour pouvoir perfectionner les stations de télégraphie sans fil, il faut pouvoir mesurer avec exactitude les intensités et les tensions dans les circuits de haute fréquence. Pour construire des appareils appropriés, on peut employer les mêmes principes que pour les courants alternatifs ordinaires, mais leur utilisation nécessite une attention particulière.

Comme les appareils thermiques à fil sont ceux qui ont pris jusqu'ici la plus grande extension, c'est pour eux que nous verrons d'abord les conditions auxquelles il faut satisfaire en haute fréquence. Si i_1 est le courant qui passe dans le fil échauffé, i_2 celui qui passe dans la dérivation, si w_1 et w_2, L_1 et L_2 sont les résistances ohmiques et les coefficients de self-induction des deux branches, l'appareil n'indiquera pour toutes les fréquences des valeurs correspondant à l'étalonnage en courant continu que si le rapport des deux courants partiels $\frac{i_1}{i_2}$ reste toujours le même. En supposant que le courant est sinusoïdal, on a

$$\frac{i_1}{i_2} = \sqrt{\frac{w_2^2 + (2\pi\nu L_2)^2}{w_1^2 + (2\pi\nu L_1)^2}} = f(\nu).$$

Il en résulte que, en admettant que les valeurs de la résistance et de la self des conducteurs restent les mêmes en haute fréquence qu'en basse fréquence, le rapport des intensités, dans le cas le plus général, sera fonction de la période. Il n'y a que dans les dispositifs particuliers suivants que l'indépendance cherchée entre l'indication et la longueur d'onde peut être obtenue.

a. Si l'on peut négliger $(2\pi\nu L_1)^2$ vis-à-vis de w_1^2 et $(2\pi\nu L_2)^2$ vis-

à-vis de w_2^2, on a

$$\frac{i_1}{i_2} \cong \frac{w_2}{w_1} = \text{const.}$$

Cette condition est toujours remplie pour les courants de basse fréquence.

b. Si les résistances ohmiques w peuvent être négligées vis-à-vis des résistances inductives $2\pi\nu L$, on a

$$\frac{i_1}{i_2} \cong \frac{L_2}{L_1} = \text{const.}$$

En introduisant des selfs supplémentaires, dont l'induction mutuelle doit cependant être évitée, cette condition se remplit sans difficulté.

c. On peut naturellement obtenir le même résultat en intercalant

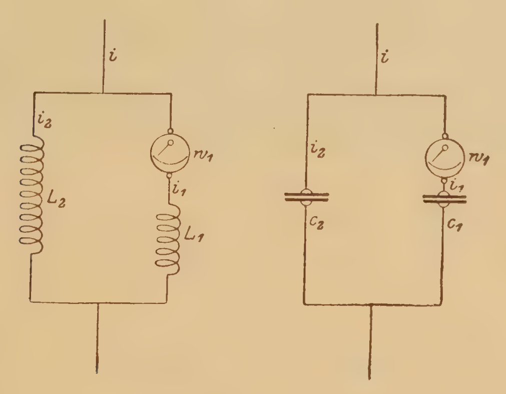


Fig. 125.

dans les deux branches des condensateurs convenablement réglés (*fig*. 125). On a alors dans le cas le plus général

$$\frac{i_1}{i_2} = \sqrt{\frac{w_2^2 + \left[2\pi\nu L_2 - \dfrac{1}{2\pi\nu C_2}\right]^2}{w_1^2 + \left[2\pi\nu L_1 - \dfrac{1}{2\pi\nu C_1}\right]^2}} = f(\nu),$$

et si les résistances ohmiques et inductives sont négligeables vis-à-vis des capacités

$$\frac{i_1}{i_2} \cong \frac{C_1}{C_2}.$$

Si donc un ampèremètre non shunté doit servir pour des courants élevés, on emploiera, d'après ce qui précède, un des montages ci-dessus. On donnera alors à L_1 ou à C_1 des valeurs telles que, dans le premier cas, w_1 soit négligeable devant $2\pi\nu L_1$ pour les plus petites fréquences étudiées, ou que, dans le second cas, w_1 soit négligeable devant $\frac{1}{2\pi\nu C_1}$ pour les plus grandes fréquences.

Si l'erreur de l'instrument ne doit pas dépasser γ pour 100 pour une longueur d'onde donnée, on calculera L_1 et C_1 par

$$w_1 \leqq 2\pi\nu L_1 \sqrt{\frac{1}{(1-\gamma)^2} - 1},$$

$$w_1 \leqq \frac{1}{2\pi\nu C_1} \sqrt{\frac{1}{(1-\gamma)^2} - 1}.$$

Pratiquement, γ peut être fixé à 0,01. Les expressions précédentes deviennent alors

$$7 w_1 \leqq 2\pi\nu L_1,$$

$$7 w_1 \leqq \frac{1}{2\pi\nu C_1}.$$

Pour obtenir les valeurs des selfs ou des capacités à employer, on aura avantage à se servir des planches I et III. On reconnaît, en outre, que la grandeur de la self L_2 ou de la capacité C_2 ne convient que dans un certain champ de grandeurs à mesurer

$$i = i_1 + i_2.$$

En dehors de ces cas indiqués par Hahnemann, si l'on se reporte à l'équation d'où l'on est parti

$$\frac{i_1}{i_2} = \sqrt{\frac{w_2^2 + (2\pi\nu L_2)^2}{w_1^2 + (2\pi\nu L_1)^2}},$$

on voit qu'il y a encore un moyen de maintenir le partage du courant constant pour toutes les périodes. Si l'on constitue le courant dérivé par une série de conducteurs montés entre eux en parallèle et absolument identiques au fil thermique proprement dit, on a

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{1}{n}\sqrt{\frac{w_1^2 + (2\pi\nu L_1)^2}{w_1^2 + (2\pi\nu L_1)^2}} = \frac{1}{n} = \text{const.}$$

Si donc la répartition du courant à l'intérieur des conducteurs

est la même pour les courants continus et pour les courants alternatifs de toutes longueurs d'onde, les indications de l'instrument sont indépendantes de la fréquence. La figure 126 représente un

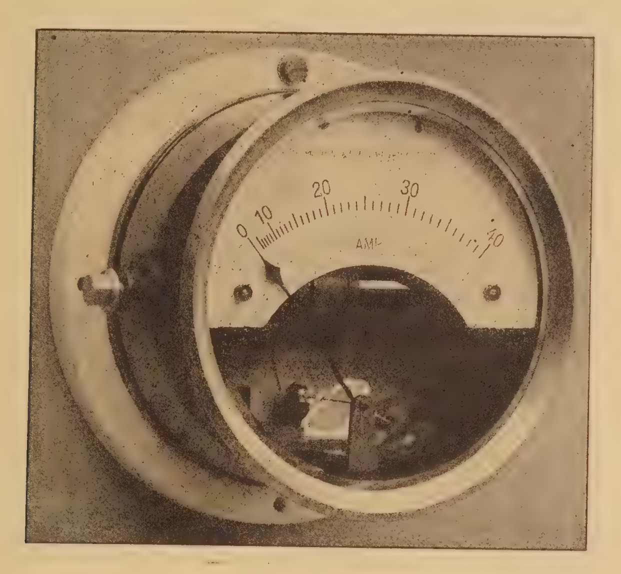


Fig. 126.

Ampèremètre thermique pour la haute fréquence (Hartmann et Braun A.-G., Francfort-sur-le-Mein).

ampèremètre de ce genre réalisé par la Société Hartmann et Braun, dans lequel la distribution symétrique des bandes échauffées (*fig.* 127) évite pratiquement l'induction mutuelle qui pourrait fausser les résultats.

C'est sur un autre principe que reposent les ampèremètres suivants. Le fil thermique y est utilisé au maximum, ce qui permet de mesurer des courants assez intenses. Le principe est le suivant : si l'on veut que, dans un fil donné, la répartition du courant à l'intérieur de la section soit la même pour des courants de haute fréquence que pour du courant continu, il faut choisir convenablement ses dimensions extérieures et la matière qui le constitue. On a déjà fait allusion à ce fait à propos des pertes qui se produisent dans un fil. On est ainsi conduit tout d'abord à limiter la section, ce qui limite le courant que le fil peut supporter. Mais, si l'on fait

arriver le courant non pas par deux points, mais par plusieurs, l'intensité de courant totale, pour une même densité de courant par

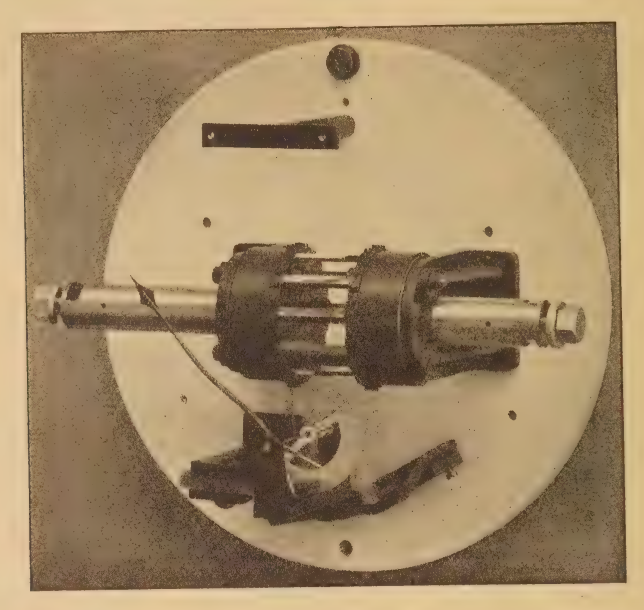


Fig. 127.

Intérieur de l'ampèremètre de la figure 126.

unité de volume, peut être augmentée. Ainsi dans le schéma de la figure 128, où AB représente le fil thermique proprement dit et les autres lignes des connexions pratiquement sans résistance, on

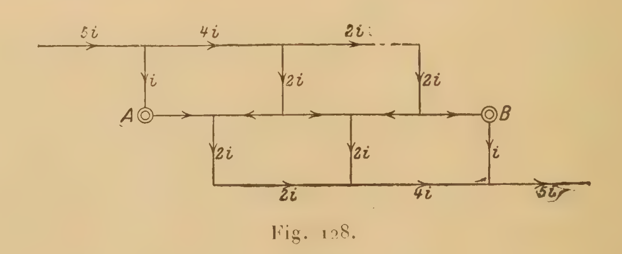


Fig. 128.

obtient une multiplication par 5 du courant. Bien entendu, des appareils de ce genre ne peuvent servir que pour des mesures

approchées, car l'influence de la self du système des connexions n'est pas négligeable en général.

Il reste à ajouter que, si le courant n'est pas sinusoïdal, on peut décomposer la vibration, par une série de Fourier, en une somme de vibrations harmoniques pour chacune desquelles, prise à part, les considérations précédentes restent valables.

Pour étalonner des appareils thermiques avec dérivation, il est bon de prendre le montage de la figure 129. L'ampèremètre sans

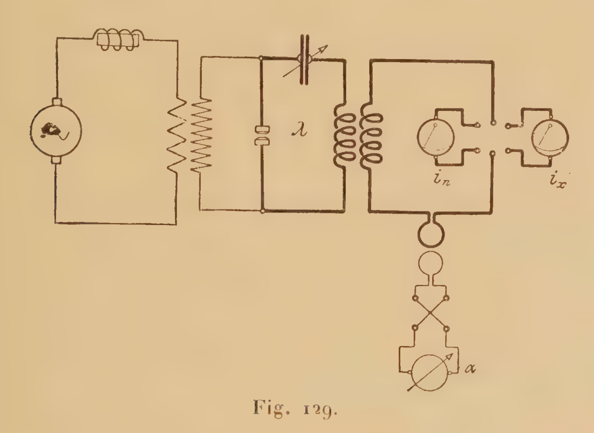


Fig. 129.

shunt étant monté dans le circuit induit parcouru par un courant i_n et la déviation du galvanomètre relié au thermo-élément étant α_n, on a, pour une certaine longueur d'onde λ,

$$c = \frac{i_n}{\sqrt{\alpha_n}};$$

on détermine la constante du dispositif de comparaison, de sorte que, en introduisant dans le circuit l'instrument à étalonner, on puisse comparer les intensités vraies i_n avec celles i_x qu'indique l'ampèremètre. En faisant varier le couplage des deux circuits ou l'énergie primaire, on peut poursuivre l'étalonnage dans tout le champ de mesure de l'appareil et établir sa courbe d'étalonnage pour la longueur d'onde considérée. S'il y a proportionnalité entre les indications $\sqrt{\alpha_n}$ du galvanomètre relié au thermo-élément et celles i_x de l'ampèremètre thermique, c'est que ce dernier est juste.

Si l'on recommence la mesure avec d'autres fréquences, on peut déterminer l'influence de la fréquence sur les indications de l'ampèremètre.

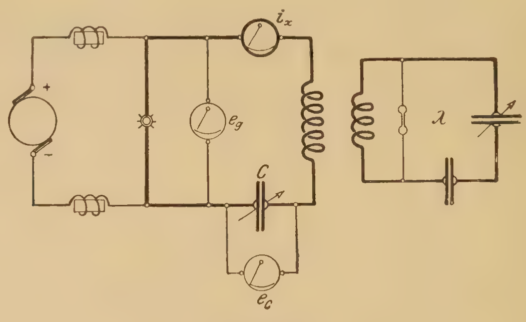


Fig. 130.

On peut faire l'étalonnage par la méthode indirecte avec le montage de la figure 130. On a alors

$$i_x = 0,209 \frac{C^{cm} e_c^{volts}}{\lambda^{cm}},$$

où e_c représente la tension alternative aux bornes du condensateur mesurée à l'aide d'un électromètre.

A ce sujet, signalons encore quelques relations valables d'une façon générale pour les appareils thermiques.

S'il y a a étincelles à la seconde, ces ampèremètres indiquent la valeur efficace moyenne i_H du courant de décharge. L'effet calorifique qui y est produit est donc

$$W = i_H^2 w_H = a \frac{J_0^2}{4\delta} w_H \text{ watts},$$

où J_0 est l'amplitude maxima du courant au début de l'oscillation, w_H la résistance de l'instrument, δ le facteur d'amortissement de l'ensemble du circuit oscillant. Ce facteur est relié à la résistance w_s et à la self L_s par la relation

$$\delta = \frac{w_s}{2 L_s}.$$

Pour deux états vibratoires, on a alors, les relations suivantes :

a. Nombres d'oscillations et de décharges par seconde constants

$$\frac{i_{1H}^2}{i_{2H}^2} = \frac{J_{0_1}^2}{J_{0_2}^2} \frac{\delta_2}{\delta_1};$$

b. Mêmes grandeurs constantes et amplitudes égales

$$\frac{i^2_{1_H}}{i^2_{2_H}} = \frac{\delta_2}{\delta_1};$$

c. De même, mais amortissements égaux

$$\frac{i^2_{1_H}}{i^2_{2_H}} = \frac{J^2_{0_1}}{J^2_{0_2}}.$$

2. **Étalonnage d'un voltmètre.** — Les électromètres étalonnés en courant continu par les procédés connus ne donnent des indications exactes en haute fréquence qu'autant qu'il n'y a pas à tenir compte de la capacité et de la self des connexions, ainsi que des dérivations nuisibles dans l'appareil lui-même. Si l'on se sert d'instruments à glaces, il faut soigner particulièrement leur construction à ce point de vue. On étalonne les voltmètres thermiques, soit par comparaison directe avec des électromètres dans n'importe quel montage de haute fréquence, soit d'après les indications i d'un ampèremètre monté en série avec un condensateur de capacité telle que sa résistance ohmique soit négligeable vis-à-vis de la résistance de capacité du condensateur

$$e_x^{\text{volt}} = i^{\text{amp}} \frac{1}{2\pi\nu C^{\text{farad}}} = 477,5 \frac{\lambda^{\text{m}}}{C^{\text{cm}}} i^{\text{amp}}$$

(voir *Pl. I*).

Si l'on dispose d'un alternateur à haute fréquence et si l'on monte le voltmètre aux bornes de son induit, on peut regarder les indications de l'instrument comme justes, si, pour une excitation donnée de la machine, les tensions mesurées, reportées sur un graphique en fonction de la fréquence de la machine, décrivent une droite passant par l'origine.

3. **Étalonnage d'un thermo-élément.** — La déviation α du galvanomètre relié au thermo-élément est, si l'excitation provient d'un courant continu extérieur i_g, la conséquence de toute une série de phénomènes. A la production d'une force thermo-électrique vient s'ajouter l'action de l'effet Peltier. Celui-ci produit un courant thermique proportionnel au courant extérieur i_g et dont le sens varie avec celui de ce courant; de sorte que, si l'on a du courant alter-

natif, il n'entre pas en jeu. La force thermo-électrique, au contraire, est indépendante de la polarité et proportionnelle au carré du cou-

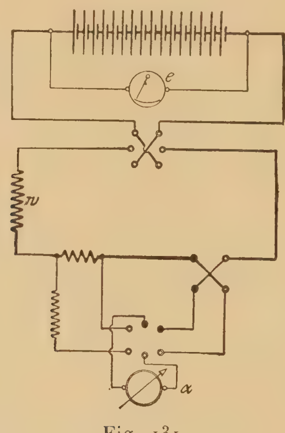


Fig. 131.

rant i_g. Suivant le sens du courant d'excitation i_g, il naît des courants thermiques i_1 ou i_2 qui obéissent aux équations

$$i_1 = A\,i_g^2 + B\,i_g = c_g\alpha_1,$$
$$i_2 = A\,i_g^2 - B\,i_g = c_g\alpha_2,$$
$$i_1 + i_2 = 2A\,i_g^2 = c_g(\alpha_1 + \alpha_2).$$

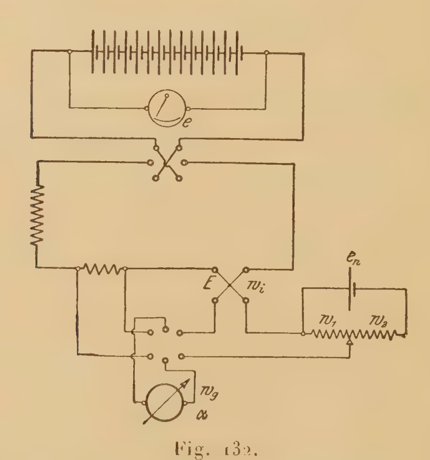


Fig. 132.

Si l'on pose

$$\frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} = \alpha,$$

on a, pour la constante du thermo-élément,

$$c_T = \frac{e}{w\sqrt{\alpha}}$$

où e représente la différence de potentiel aux bornes de la batterie et w la résistance totale du circuit de courant continu.

Pour évaluer la force thermo-électrique E de l'instrument et sa résistance intérieure w_i, on se sert du montage de compensation de la figure 132,

$$E = e_n \frac{w_1}{w_1 + w_2},$$

$$w_i = \frac{E - i w_g}{i}.$$

L'étalonnage du thermogalvanomètre de Duddell (*fig.* 133), où

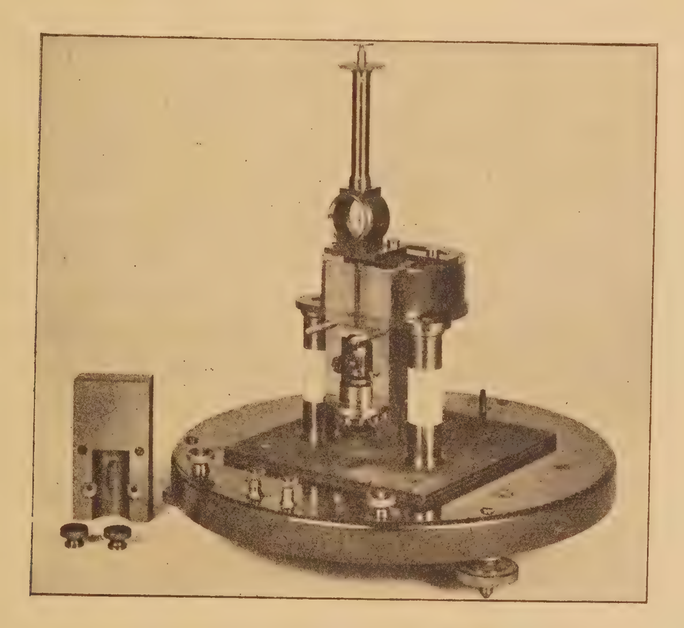


Fig. 133.

Thermogalvanomètre de Duddell (Cambridge Scientific Instrument Co., Cambridge).

le thermo-élément est relié directement avec un galvanomètre, se fait d'après les mêmes considérations.

4. Étalonnage d'un bolomètre. — Pour recevoir avec un bolomètre, on utilise la propriété des fils fins d'avoir une résistance qui varie sous l'influence du courant. Pour avoir directement une relation entre l'intensité du courant excitateur et la grandeur de la variation de résistance, on introduit l'indicateur dans un pont de Wheatstone, comme l'indique la figure 134.

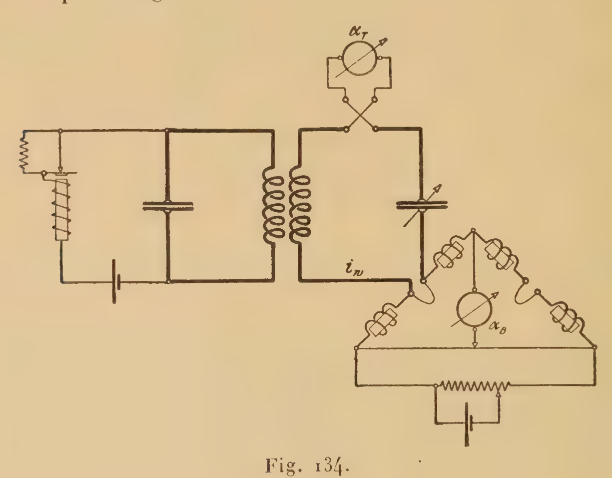


Fig. 134.

On règle d'abord le pont en courant continu. Si ensuite il se produit des courants de haute fréquence, le rapport des résistances est troublé et le galvanomètre accuse une déviation α_B. Dans presque tous les cas pratiques, cette déviation est proportionnelle à la variation de résistance Δw du bolomètre excité

$$\Delta w \cong c_w \alpha_B.$$

Mais, comme d'autre part, Δw est proportionnelle au carré de l'intensité i_w du courant de haute fréquence, on a

$$i_w^2 = c_B \alpha_B.$$

Il existe une certaine intensité de courant continu, à déterminer expérimentalement, pour laquelle l'appareil possède un maximum de sensibilité, c'est-à-dire pour laquelle le rapport du courant qui prend naissance dans le pont au courant d'excitation passe par un maximum, l'énergie oscillatoire étant constante.

Pour évaluer la constante c_B du bolomètre, on peut employer un

thermo-élément étalonné, et se servir du montage d'essais de postes comme l'indique la figure 134. On a alors

$$i_w^2 = c_T \alpha_T = c_B \alpha_B,$$

$$c_B = c_T \frac{\alpha_T}{\alpha_B}.$$

Au lieu d'appliquer la méthode du pont, on peut encore, d'après Bela Gati, utiliser le bolomètre dans un montage de compensation (*fig.* 135). On ramène alors constamment au zéro la déviation α

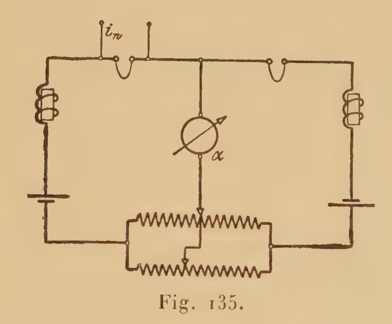


Fig. 135.

de l'appareil à courant continu en introduisant des résistances convenables dans les deux circuits. Si, pour un dispositif donné, la résistance totale reste constante, et si Δw est l'accroissement de résistance du fil bolométrique sous l'action des oscillations électriques, il faut introduire dans le circuit qui ne contient pas l'indicateur une résistance $2\Delta R^{\Omega}$ pour que l'instrument du pont ne soit parcouru par aucun courant, c'est-à-dire que

$$\Delta w = 2\Delta R,$$

d'où

$$i_w^2 = c\Delta w = c \times 2\Delta R.$$

La mesure de la constante c se fait au moyen du même dispositif que précédemment.

Groupe II.

Parmi les indicateurs qui ne peuvent être employés que pour des mesures qualitatives, il y a les tubes de Geissler, les lampes à filament métallique et le micromètre à étincelles dont on se sert encore

aujourd'hui. Leur emploi s'est beaucoup généralisé pour la détermination de la résonance des circuits. Au point de vue des mesures, le plus intéressant est d'étudier leur sensibilité, c'est-à-dire la tension limite ou le courant limite pour lesquels ils commencent à être utilisables, ainsi que l'amortissement qu'ils introduisent dans le circuit oscillant. Ce dernier point a déjà été traité à propos de la mesure des amortissements.

Les récepteurs employés pratiquement en télégraphie sans fil sont : ou bien des détecteurs qui agissent comme des relais sensibles en état d'équilibre instable, c'est-à-dire qui fonctionnent d'après la valeur maxima des oscillations reçues; ou bien des détecteurs qui réagissent d'après la valeur intégrale de l'énergie oscillatoire. On a donc deux catégories de détecteurs :

a. Détecteurs à maximum :
α. Cohéreur;
β. Détecteur magnétique.

b. Détecteurs intégrants :
α. Détecteur électrolytique;
β. Détecteurs à contact;
γ. Tubes-soupapes, audion;
δ. Tikker.

Cet essai de groupement n'a pas la prétention d'indiquer complètement la nature du récepteur en question, car l'action de la plupart des indicateurs repose sur une série de phénomènes qui sont plus ou moins saillants suivant la matière qui constitue le détecteur et son mode de construction. Cette répartition n'indique donc que la propriété la plus importante de l'appareil.

Avant cependant d'entrer plus avant dans l'étude des propriétés particulières des différents indicateurs, il faut se rendre compte de la manière dont on doit les monter dans les circuits de réception.

Il est évident que, pour tout montage de détecteur, il faut remplir la condition de faire recevoir à l'appareil le plus possible d'énergie sans que les phénomènes oscillatoires étrangers puissent exercer une action pertubatrice. Ces phénomènes peuvent avoir deux origines. En premier lieu, les phénomènes atmosphériques de charge de l'antenne peuvent donner naissance à des phénomènes de décharge entre l'antenne et le sol; en second lieu, des stations étran-

gères peuvent troubler l'échange des télégrammes en transmettant en même temps, et cela d'autant plus facilement qu'elles rayonnent plus d'énergie et qu'elles emploient des trains d'ondes plus amortis. Il en résulte d'abord qu'on ne peut arriver à une exploitation radiotélégraphique parfaite au point de vue technique que si le poste d'émission envoie des ondes faiblement amorties. En effet, si l'émission est fortement amortie, et si les appareils de réception le sont peu, le récepteur vibre toujours avec sa période propre, quelle que soit l'onde qui agit. Dans le cas contraire, la période du système d'émission l'emporte sur celle du système de réception. Donc une télégraphie véritablement syntonisée exige des installations d'émission et de réception à faibles amortissements, mais qui ne pourront alors être convenablement employées que si le dispositif de réception est également approprié à la forme des oscillations mises en jeu. On reconnaît par là combien la question de la syntonisation de deux stations est étroitement liée à la nature du détecteur d'ondes, et comment par suite les détecteurs à maximum (par exemple les cohéreurs) doivent disparaître de plus en plus avec les progrès de la télégraphie sans fil. Cependant un grand nombre de stations, déjà anciennes, emploient encore ces détecteurs, en particulier les navires de commerce : aussi nous étudierons brièvement leur montage.

α. *Cohéreur*. — Cet appareil a besoin d'une certaine tension de haute fréquence pour que le circuit du relais devienne conducteur pour le courant continu : il faut donc l'intercaler dans le système de façon que l'amplitude de la tension oscillatoire entre ses électrodes atteigne la plus grande valeur possible. Cette condition est réalisée quand le récepteur est introduit dans un secondaire dans lequel, en maintenant la résonance on donne, à la self et à la capacité, des valeurs telles que la tension oscillatoire s'élève à une valeur suffisante. Ce phénomène se produira d'autant mieux que les causes d'amortissement nuisible dans le primaire et le secondaire seront moins importantes. En même temps, on détermine pour l'accouplement des deux circuits un couplage optimum (*voir* inducteurs à résonance).

β. Le détecteur magnétique (Rutherford, Walter, Marconi) se trouve dans des conditions analogues. De même que le cohéreur est sensible à l'amplitude de la tension, il est sensible au maximum du

courant qui fait subir à son induction magnétique de brusques variations, se traduisant par un son dans le téléphone. Comme ici c'est le nombre d'ampères-tours démagnétisants qui provoque la mise en action, il est bon de monter l'appareil directement dans l'antenne. Dans chaque cas, il faut étudier le dispositif d'ensemble au point de vue du rapport qui doit exister entre son amortissement propre et la résistance effective de l'antenne. Si on ne peut donner à ce rapport la valeur convenable, il vaut mieux prendre un montage par induction. En faisant varier le couplage d'une façon continue, on détermine aisément les conditions de fonctionnement les plus favorables.

Il résulte de ce qui précède que tous les types d'indicateurs de ce genre possèdent cette propriété commune que leur fonctionnement repose sur une action de choc électrique, de sorte qu'il faut toujours compter avec une incertitude du fonctionnement due à ce que leur mise en action peut être provoquée par de brusques impulsions étrangères.

Les détecteurs intégrants, ou détecteurs d'énergie, se comportent d'une manière tout à fait différente. Leurs actions sont les plus fortes, c'est-à-dire que l'intensité du son au téléphone est la plus grande, quand ils reçoivent le maximum d'énergie vibratoire. D'après la théorie de Rüdenberg, le détecteur lui-même influe sur la grandeur de l'énergie reçue dans l'antenne : celle-ci passe par un maximum, quand l'énergie dépensée dans le système récepteur est égale à celle que l'antenne reperd par rayonnement. La connaissance de l'amortissement dû au rayonnement rend donc possible le calcul de la résistance d'utilisation la plus favorable que doit avoir le secondaire. Si la résistance w_D du détecteur est du même ordre de grandeur que la résistance du rayonnement w_s, il sera bon, s'il s'agit seulement de choisir le dispositif le plus sensible, de l'intercaler directement dans l'antenne. Mais si sa résistance est notablement plus grande ou plus petite, on dispose le récepteur dans un circuit secondaire, dans lequel le courant est périodique ou apériodique, suivant les valeurs de la self et de la capacité du circuit vis-à-vis de la résistance ohimique w_D de l'indicateur. Les conditions relatives aux divers modes de fonctionnement ont déjà été exposées au début du Chapitre sur l'amortissement. Depuis quelques années, on emploie beaucoup le montage du détecteur dans un circuit apériodique,

parce qu'il n'y a pas besoin, si la longueur d'onde change, de régler à nouveau ce circuit et que, d'autre part, il est possible de trouver rapidement et simplement le couplage optimum, Aussi dans les dispositifs de réception qui suivent (*fig.* 136, 137, 140, 141) a-t-on fait exclusivement usage de ce montage.

La figure 136 représente le dispositif le plus simple. Pour obtenir

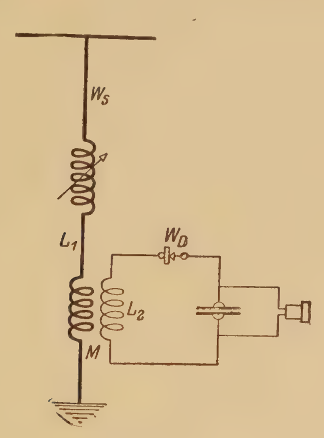


Fig. 136.

l'intensité maxima pour le son dans le téléphone, il faut remplir la condition

$$w_s = w_k = \frac{(2\pi\nu)^2 M^2}{(2\pi\nu)^2 L_2^2 + w_D^2} w_D,$$

où M représente le coefficient d'induction mutuelle effectif, L_2 la self du circuit secondaire et w_k la part de résistance effective de l'antenne due au circuit du détecteur. Si la résistance inductive $2\pi\nu L_2$ est négligeable vis-à-vis de la résistance ohmique w_D, l'équation précédente se simplifie et prend la forme

$$w_s^{\Omega} = w_k^{\Omega} = \frac{(2\pi\nu)^2 M^{2\,\text{Henry}}}{w_D^{\Omega}} = 3\;553\; \frac{M^{2\,\text{cm}}}{\lambda^{2\,\text{m}}\, w_D^{\Omega}}.$$

Une transformation simple de cette équation conduit à une relation entre le facteur de couplage $\varkappa$ des deux circuits et leurs décréments logarithmiques ϑ_1 et ϑ_2. On a

$$w_s w_D = (2\pi\nu)^2 M^2,$$
$$\varkappa^2 L_1 L_2 = M^2,$$

d'où

$$\varkappa^2 = \frac{w_s}{2\pi\nu L_1}\,\frac{w_D}{2\pi\nu L_2},$$

$$\varkappa = \frac{1}{\pi}\sqrt{\vartheta_1 \vartheta_2}.$$

Ce montage de réception apériodique, indiqué, pour la première fois par Scheller, permet donc, pour une longueur d'onde donnée λ, de fixer, très exactement, en faisant varier l'accouplement des deux bobines couplées par induction, le point qui donne le son maximum dans le téléphone. Cependant, s'il s'agit, en cas de perturbations extérieures, de conserver malgré tout une bonne réception, ce montage ne convient pas. Ce n'est qu'en effectuant un triage, simple ou multiple, des ondes incidentes, par l'introduction de circuits accordés sur l'onde d'émission et aussi peu amortis que possible, qu'on peut distinguer les signaux voulus avec une netteté suffisante.

La figure 137 représente un dispositif dans lequel le circuit apé-

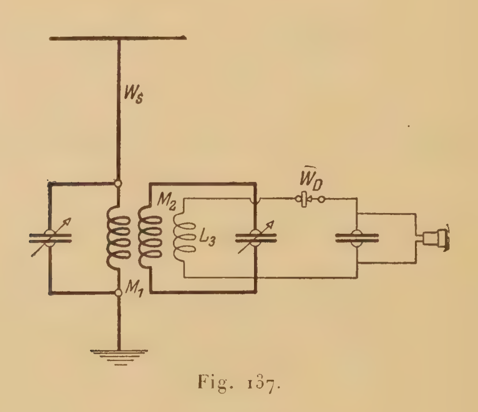


Fig. 137.

riodique n'est induit que par la bobine du système secondaire. Les figures 138 et 139 montrent comment ce montage est réalisé pratiquement. On arrive à se débarrasser encore mieux des perturbations, comme l'ont indiqué Ehret, Stone, Fessenden et Marconi, en fractionnant la bobine secondaire en deux éléments, dont l'un est accouplé à l'antenne, tandis que le second induit le système récepteur proprement dit. On peut ainsi, en réglant convenablement les bobines du circuit intermédiaire, et leur accouplement avec l'antenne et le circuit tertiaire, empêcher très suffisamment les impul-

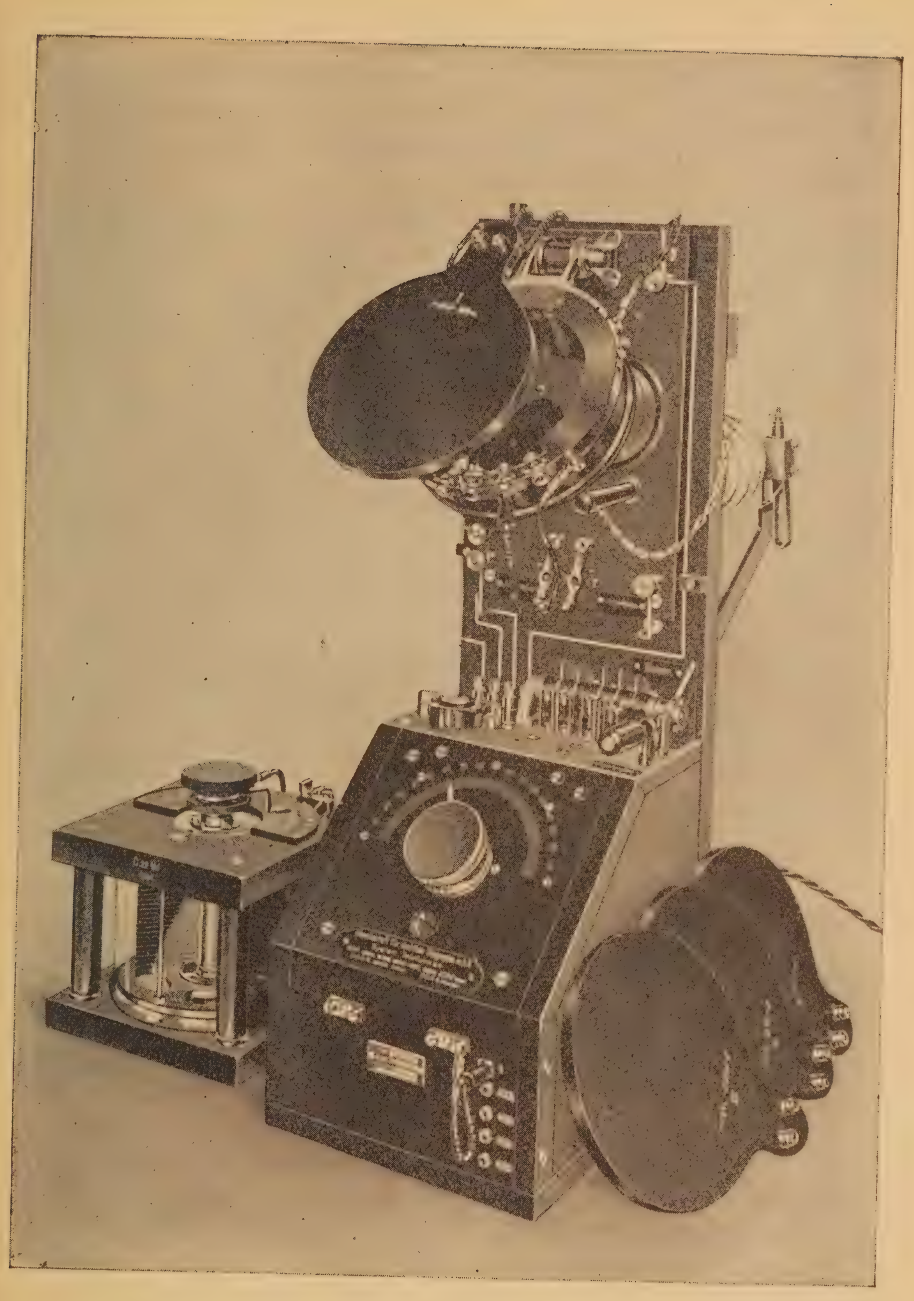


Fig. 138.

Appareils pour réception au son avec circuit intermédiaire (Gesellschaft f. drahtl. Telegr. m. b. H., Berlin).

sions perturbatrices d'agir sur le détecteur. Bien entendu, pour que ces montages de réception représentent une amélioration véritable, il faut que leur résistance amortissante propre soit aussi réduite que

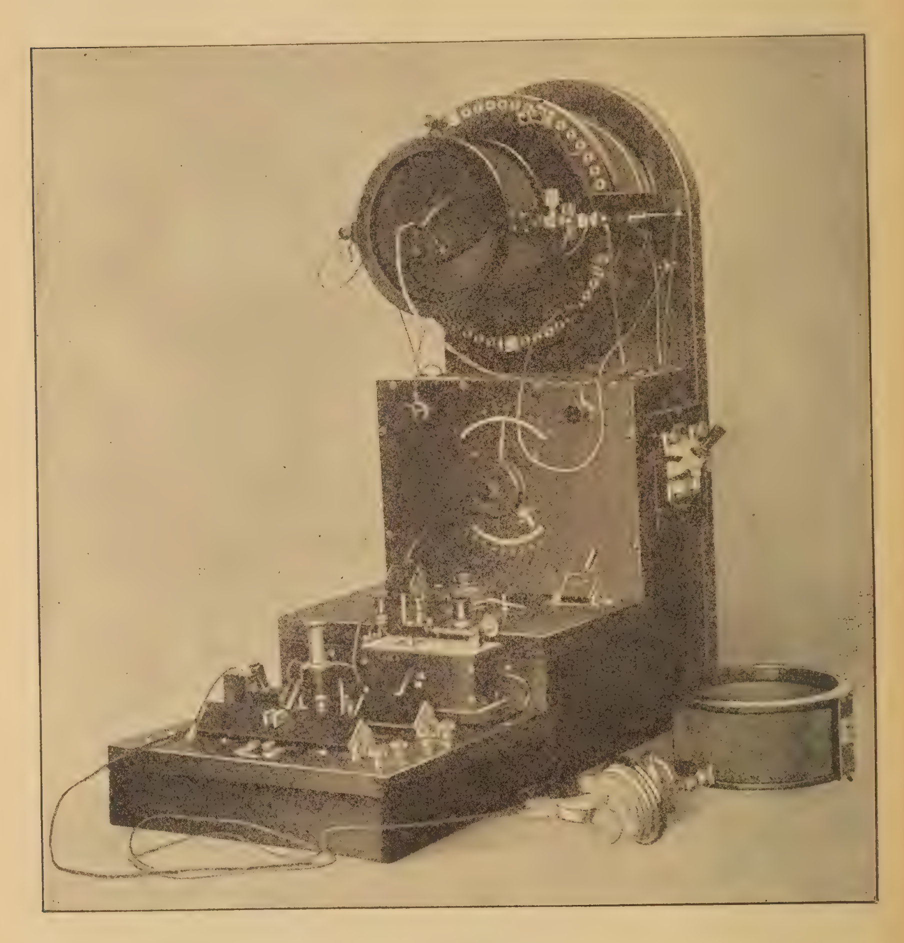


Fig. 139.

Dispositif de réception avec circuit intermédiaire pouvant utiliser le tikker ou un détecteur (Telephon-Fabrik A.-G. vorm. J. Berliner, Vienne).

possible. En supposant toutes les pertes de ce genre éliminées, et en supposant négligeable, de même que précédemment, la self du circuit tertiaire, on trouve que les conditions de réception optima

sont remplies lorsqu'on réalise l'égalité

$$w_s = w_k = \frac{M_1^2}{M_2^2} w_D,$$

M_1 et M_2 étant les coefficients d'induction mutuelle entre les trois circuits. Si la self L_3 du circuit de l'indicateur n'est pas négligeable, on a la condition plus générale

$$w_s = w_k = \frac{M_1^2}{M_2^2} \frac{(2\pi\nu)^2 L_3^2 + w_D^2}{w_D}.$$

En supposant constante la force électromotrice e produite dans l'antenne par les ondes de l'antenne d'émission, le courant qui prendra naissance sera d'autant plus intense que la résistance de l'ansemble du système de réception sera moindre. Comme, d'après ce qu'on a vu plus haut, cette résistance se compose de la résistance

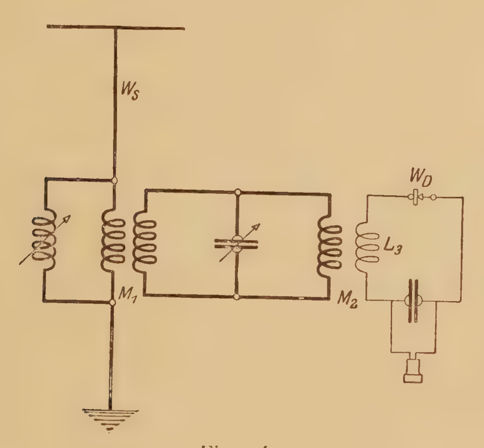


Fig. 140.

de l'indicateur w_D et de la résistance de rayonnement w_s, des antennes à faible rayonnement seront meilleures pour la réception que des antennes à grand rayonnement. Or, on a déjà signalé que le rayonnement décroît quand la longueur d'onde augmente : donc l'énergie A_n qui agit sur le détecteur croît quand on augmente la période des courants de haute fréquence produits. Néanmoins ce phénomène est troublé par ce fait que les appareils qui servent à allonger l'onde de l'antenne (bobines, variomètres, condensateurs),

ainsi que les pertes à la terre, augmentent la résistance ohmique et compensent ainsi les avantages d'un faible rayonnement.

On voit par là, l'avantage des systèmes récepteurs peu amortis; c'est une condition à laquelle il faut surtout faire attention quand on se sert du tikker, qui exige des courants aussi élevés que possible.

Pour se faire, par le calcul, une idée de la grandeur de l'énergie reçue, on peut se servir de l'expression suivante, qui suppose les oscillations entretenues

$$A_n = i^2 w_D = e^2 \frac{w_D}{(w_s + w_D)^2},$$

où A_n est l'énergie utilisée et e la valeur efficace de la force électromotrice. Ainsi, dans l'hypothèse précédente, si les causes d'amortissement nuisibles sont négligeables et si $w_s = w_D$, on a

$$A_n = \frac{e^{2\,\text{volts}}}{4\,w_D^{\Omega}} \text{ watts.}$$

Les principes fondamentaux qu'on vient d'exposer pour l'obtention d'une réception aussi exempte que possible de perturbations, ont été développés pour un couplage électromagnétique et dans le cas où l'on se sert d'un détecteur d'énergie. Il va de soi que, si les circuits sont couplés galvaniquement ou par condensateurs, il faut atteindre les mêmes résultats, bien que le partage de la tension par les bobines ou les condensateurs cause, dans bien des cas, de plus grandes difficultés de construction. Du reste, les montages ne sont naturellement pas limités aux seuls détecteurs d'énergie. Ils peuvent aussi, soit avec les détecteurs à maximum, soit avec les tikkers, mettre à l'abri des perturbations. La seule différence qui existe entre les divers détecteurs d'ondes, quand on veut obtenir la plus grande action avec le même montage, consiste dans les valeurs relatives à donner aux selfs et aux capacités. Dans chaque cas particulier, il faut observer qu'il n'existe pas seulement un couplage optimum, mais qu'il y a, en outre, un nombre de spires servant au couplage qui est plus avantageux que les autres, si l'on veut, en maintenant une même intensité de son au téléphone, éliminer autant que possible les influences perturbatrices. Enfin, dans toutes les antennes, le choix du point où l'on couple les circuits n'est pas sans impor-

tance. Bien que, en raison de la valeur du couplage optimum pour tous les systèmes d'antennes dans lesquels la répartition du courant a tendance à être quasi stationnaire (antennes en T), il n'y ait aucune différence importante à faire entre le cas où l'induction sur le circuit secondaire se produit près de la prise de terre (ventre de courant) ou plus loin de ce point; il est bon pourtant, afin d'éviter les dérivations par capacités, qui causent aussi bien des perturbations d'accord que de grandes pertes d'énergie, de rapprocher le point d'accouplement du ventre de courant. Cela est vrai, soit qu'on prenne la terre directement, soit que, à l'aide d'un contrepoids, on se relie par capacité avec la couche d'eau souterraine. Un autre procédé pour éliminer les perturbations atmosphériques, employé surtout par Marconi, consiste à connecter le plus près possible du ventre de courant une bobine de réaction dont l'autre extrémité est connectée à la prise de terre (*fig.* 141). Les charges statiques de

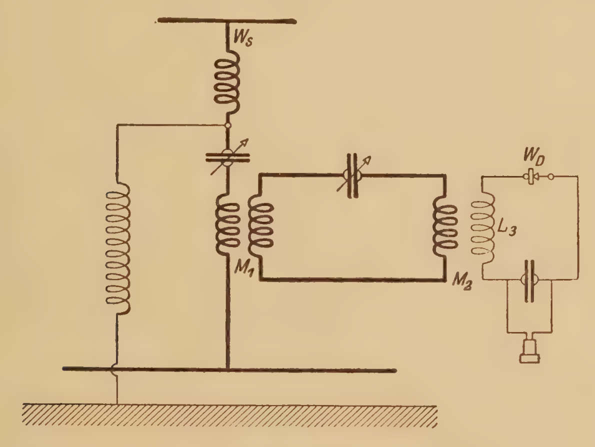


Fig. 141.

l'antenne peuvent ainsi s'écouler par cette dérivation particulière sans exciter le circuit secondaire, tandis que les oscillations provoquées par les ondes préféreront passer à travers la bobine de couplage. On peut, avec le condensateur intercalé, agir sur la répartition de la tension le long de l'antenne de manière qu'il n'y ait pas entre les extrémités de la bobine de réaction une tension de haute fréquence susceptible de produire des effets nuisibles.

En résumé, on peut dire que les circuits intermédiaires n'ont pas

pour but d'accroître l'énergie vibratoire maxima reçue par le détecteur : leur principale utilité est d'éliminer de l'indicateur, en agissant comme des organes de triage, les vibrations parasites de l'antenne, qu'elles viennent du dehors, ou qu'elles prennent naissance parce que la capacité et la self des antennes sont partiellement réparties et partiellement concentrées. Ces montages sont particulièrement importants pour de grandes antennes, accordées sur de grandes longueurs d'onde; les antennes de faible hauteur et de petite capacité ne sont pas exposées dans la même mesure aux perturbations étrangères.

En ce qui concerne l'étude particulière de chacun des récepteurs, il faut d'abord se rendre compte des points d'après lesquels on jugera s'ils sont bons à utiliser en pratique. On peut distinguer :

a. La sensibilité (amortissement et syntonisation);

b. La sécurité du fonctionnement du détecteur et des appareils auxiliaires.

A cela, viennent s'ajouter un certain nombre d'autres questions relatives au fonctionnement : si le détecteur peut servir pour une réception au son ou pour une réception écrite; jusqu'à quel point il semble possible d'accroître la vitesse de transmission (télégraphie rapide); enfin, si l'on peut installer un dispositif d'appel automatique. Les montages d'essais suivants serviront de base, avec les différents récepteurs, pour les recherches, eu égard aux considérations générales précédentes. On ne reviendra pas sur la mesure du décrément logarithmique des détecteurs, cette question ayant déjà été traitée au Chapitre de l'amortissement.

5. **Essai d'un cohéreur.** — Tant qu'il n'est pas atteint par un rayonnement, le cohéreur possède une petite capacité; en présence des oscillations, il possède à la place une résistance ohmique. Sa sensibilité dépend de la distance, de la forme et de la matière des électrodes ainsi que de la limaille. On peut faire une étude comparative de la sensibilité des différents cohéreurs de la manière suivante : on excite le système récepteur tout entier par un oscillateur dont on fait varier l'éloignement ou l'énergie vibratoire jusqu'à ce qu'une modification de quelques divisions au condensateur variable qui lui est monté en parallèle empêche la tension de s'élever de façon que l'appareil fonctionne.

6. Étude d'un détecteur magnétique. — Étant donné un détecteur

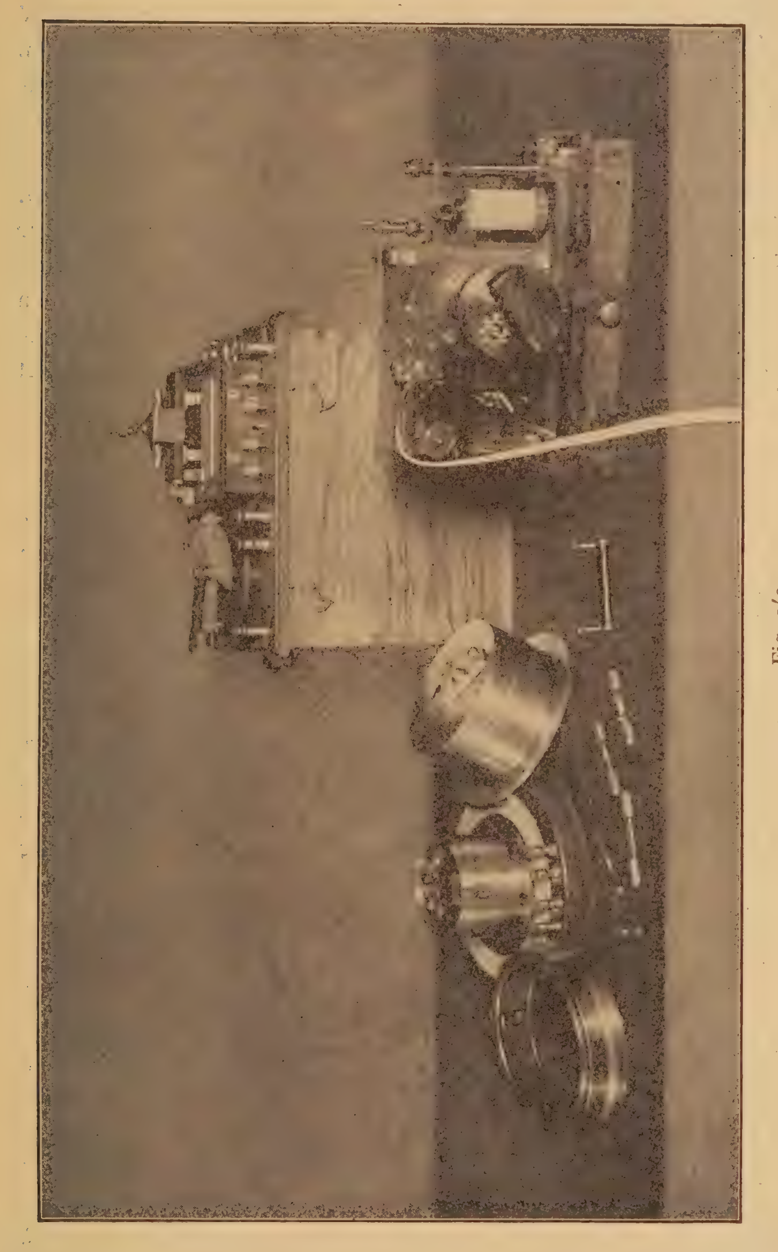


Fig. 142.
Dispositif de réception par cohéreur, avec enregistrement (Radiotelegraphisches Praktikum der Techn. Hochschule, Darmstadt).

magnétique, il s'agit de mesurer son décrément d'amortissement et

sa sensibilité en fonction de la position de l'aimant permanent et de la vitesse de rotation du fil de fer. La première recherche a déjà été exposée au sujet des mesures d'amortissement. Pour la seconde, on utilise convenablement le montage donné plus loin pour l'évaluation de la sensibilité des téléphones.

7. **Étude d'un détecteur électrolytique** (Pupin, Ferrié, Fessenden, Schlömilch). — L'action d'un détecteur électrolytique excité par une tension auxiliaire repose sur le phénomène de dépolarisation qui se produit quand l'appareil est frappé par des ondes et qui a pour conséquence un accroissement de l'intensité du courant continu. Si le circuit de haute fréquence est hors circuit, ce courant s'évalue par la relation

$$i = \frac{e - e_0}{w}$$

où e_0 représente la force centre-électromotrice et w la résistance totale du circuit de courant continu. Mais, dès que le détecteur est influencé par des courants de haute fréquence, le courant continu qui entre en jeu a pour valeur

$$i' = \frac{e}{w}.$$

Pour savoir quelle est la valeur à donner à cette tension auxiliaire pour avoir une variation de courant maxima en présence des ondes, le mieux est de prendre comme point de départ les caractéristiques qu'on peut établir pour le détecteur et dont les plus importantes sont :

a. $e = f(i)$ quand l'appareil n'est pas frappé par des ondes;
b. $e = f(i')$ quand il est frappé par des ondes;
c. $e = f(i' - i)$.

Il faut cependant faire attention à ce que la caractéristique d'un seul et même appareil dépend des circonstances accessoires suivantes :

a. Si, avant l'essai, le détecteur a été mis sous tension et pendant combien de temps;

b. S'il a été, auparavant, soumis pendant un certain temps à l'action des ondes.

On peut faire une étude comparative de la sensibilité de plusieurs de ces détecteurs avec le montage d'essais de la figure 143 : on fait varier l'éloignement *a* des bobines de couplage et l'on détermine la distance pour laquelle on cesse d'entendre dans le téléphone. On

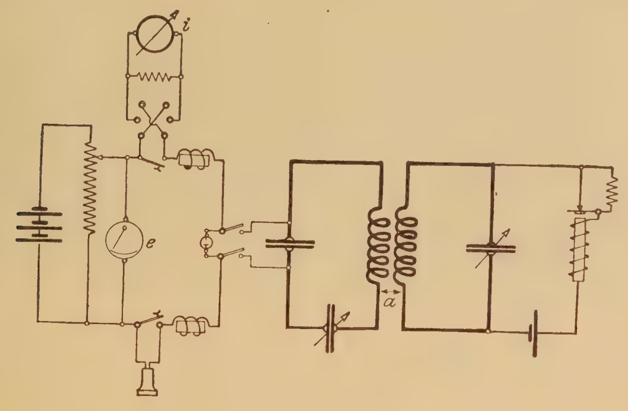


Fig. 143.

observera ainsi que la grandeur de l'énergie vibratoire ne donne nullement une mesure pour l'intensité du son, mais que c'est bien plutôt la manière dont les ondes sont produites qui influe d'une façon marquée sur le phénomène de dépolarisation.

Le détecteur électrolytique, monté dans une station de réception, sert souvent à mesurer la longueur d'onde des vibrations incidentes;

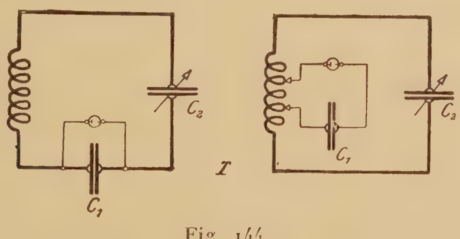


Fig. 144.

on opère par variation des grandeurs électriques de l'antenne et du circuit secondaire qui lui est faiblement couplé et qui est étalonné en longueurs d'onde. On poursuit cette variation jusqu'à ce qu'on entende le son maximum au téléphone. Il est donc nécessaire de rechercher quel est le montage qui convient pour cela.

L'introduction d'un détecteur dans le circuit secondaire d'un poste de réception peut se faire de trois manières (*fig.* 144 et 145). C_1 représente une grande capacité constante (condensateur d'arrêt) et C_2 un condensateur variable à air. Dans le montage I, le détecteur n'introduit que très peu d'amortissement, de sorte qu'on peut arriver à un réglage du circuit secondaire étalonné qui est très précis et correspond à la longueur d'onde véritable, mais c'est aux dépens de la sensibilité. Dans le montage II (*fig.* 145), le décré-

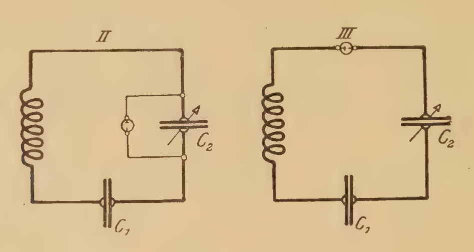


Fig. 145.

ment que le détecteur introduit dans le système oscillant est déjà notablement plus grand, même quand la tension continue est montée aux bornes du condensateur d'arrêt C_1. Il en résulte qu'en général, le son maximum au téléphone ne correspond pas à l'accord exact. Cette disposition est donc la plupart du temps impropre aux mesures de longueurs d'onde. Dans le montage III, qui réalise l'autre cas limite, le courant est apériodique, le détecteur constituant la charge sur laquelle débite le transformateur de réception. Dans ce cas, il est avantageux de court-circuiter le condensateur à air C_2 et de faire arriver la tension continue aux bornes du condensateur d'arrêt. On obtient ainsi le dispositif de réception le plus simple. On s'en sert beaucoup pour la recherche des ondes à la réception.

8. **Étude des détecteurs à contact.** — De tous, ce sont à l'heure actuelle les détecteurs à contact (*fig.* 146), associés à un téléphone ou à un appareil enregistreur (*fig.* 147), qui ont pris la plus grande extension. On a affaire ici, en quelque sorte, aux phénomènes inverses de ceux qui se produisent dans un microphone. Au lieu de transformer les ondes sonores en variations de courant correspondantes, le détecteur à contact uni à un téléphone transforme les

impulsions de courant de haute fréquence qui l'excitent en vibrations sonores. Les deux phénomènes reposent sur la variation de la

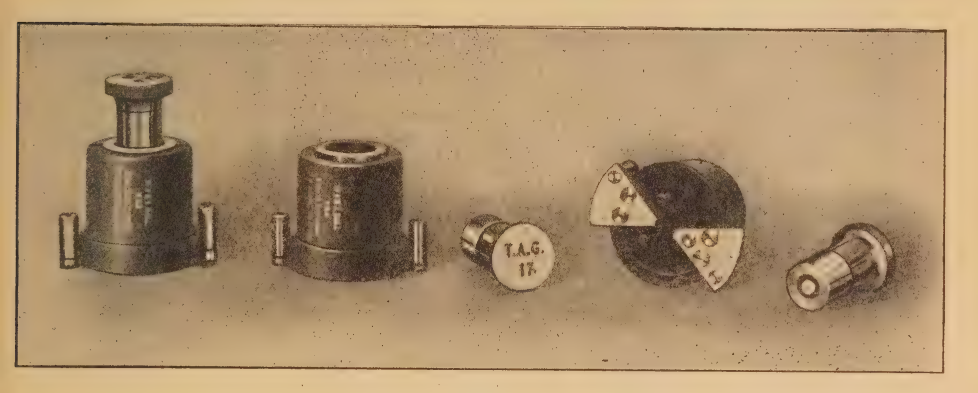


Fig. 146.

Détecteurs à contact avec cristaux interchangeables (Telephon-Fabrik A.-G. vorm. J. Berliner, Vienne).

résistance d'un ou plusieurs points de contact : dans le microphone, ces points de contact sont ceux de petits morceaux de charbon

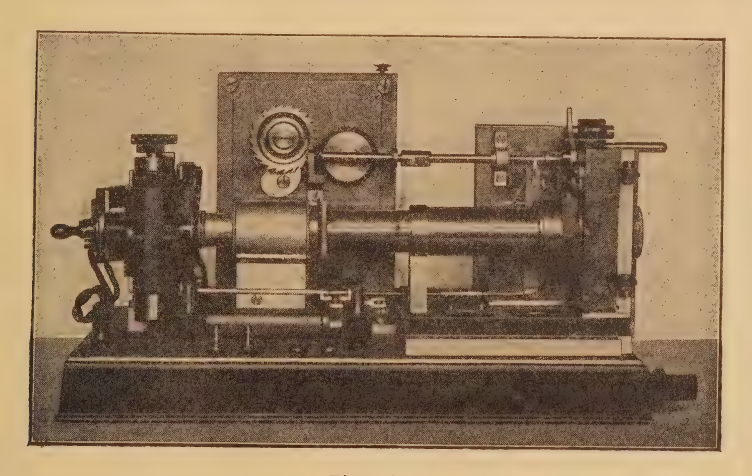


Fig. 147.

Dispositif pour enregistrement photographique (C. Lorenz A.-G., Berlin).

superposés; dans les détecteurs, ce sont ceux d'un minéral et d'une pointe métallique. Mais, au point de vue des phénomènes physiques

qui s'y passent, il y a des différences fondamentales, car la variation de résistance du microphone est indépendante de la direction du courant, tandis que le détecteur agit surtout comme un redresseur de courant. Dans certains cas même, il agit complètement comme une soupape, c'est-à-dire qu'il y a une direction dans laquelle les courants de haute fréquence rencontrent une résistance infinie.

La valeur qu'on peut atteindre pour la composante de courant continu dépend :

a. Des corps qui constituent les électrodes en contact;

b. De la forme des électrodes;

c. De la pression avec laquelle les pôles sont appuyés l'un contre l'autre;

d. De la température;

e. De l'amplitude des oscillations incidentes;

f. Elle est également différente, suivant qu'on emploie ou non une tension continue auxiliaire, et elle dépend de la valeur qu'on donne au courant primitif dû à cette tension.

Les corps qu'on a trouvés bons, en pratique, pour construire les détecteurs sont surtout les oxydes et les sulfures. Les composés suivants se sont montrés les plus convenables :

Carborundum-métal.

Sulfure de molybdène-tellure.

Sulfure de plomb-graphite.

Oxyde rouge de zinc-tellure ou pyrite de cuivre.

Pyrite de cuivre-aluminium.

Silicium-aluminium ou or.

En essayant ces détecteurs à contact, on s'apercevra souvent que l'endroit où l'on a trouvé le minerai intervient également, certains corps étrangers pouvant renforcer ou affaiblir l'action de redressement.

Pour se faire une idée de l'ordre de grandeur de l'action de redressement, le mieux est d'employer le montage de la figure 148. On établit d'abord la caractéristique en courant continu du détecteur en déterminant, pour les diverses valeurs de la tension e_g, les déviations correspondantes i_g de l'ampèremètre pour les deux directions du courant. Plus la résistance du point de contact diminue pour une des directions, plus l'effet de redressement de l'indicateur est bon. Il est évident qu'ici il n'y a pas que la forme des élec-

trodes qui influe, mais que la pression avec laquelle les deux corps sont appuyés l'un contre l'autre intervient également dans la sensibilité. Cependant, c'est à l'aide de recherches expérimentales qu'on déterminera, dans chaque cas, comment chaque appareil doit être constitué. En effet, le phénomène ne dépend pas seulement des facteurs signalés jusqu'ici. On constate, en outre, dans beaucoup de détecteurs une sorte d'hystérésis, d'où il résulte que l'effet de

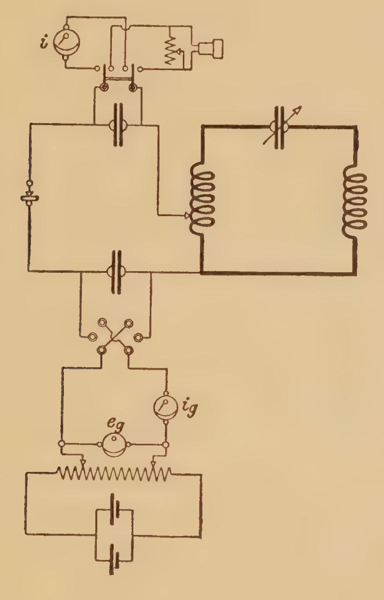


Fig. 148.

soupape est influencé par la manière dont l'appareil a été mis en charge auparavant, ainsi que de l'intensité et de la durée du courant qu'on a débité dessus. Souvent aussi, on observera le phénomène, plus ou moins accentué, d'un gonflement et l'existence d'une action thermo-électrique. D'ailleurs, l'amplitude et l'allure du courant oscillatoire qui excite le détecteur influent notablement sur sa sensibilité, ainsi que cela résulte déjà de la forme de la caractéristique en courant continu. En effet, si l'on donne à la tension auxiliaire e_g une valeur telle qu'à de petites variations de tension dans un sens correspondent de grandes variations d'intensité et que ce soit le contraire quand la polarité est renversée, on obtiendra un maximum

pour l'action de redressement. Pour avoir le son maxima au téléphone, il faut donc, pour une même énergie et une même hauteur de son, toujours choisir la tension continue d'après la grandeur de l'amplitude des oscillations et suivant leur allure. On vient de donner un moyen qui peut non seulement accroître les portées des stations, mais encore améliorer la réception en éliminant les perturbations. Si, en effet, d'une station, on entend simultanément les signaux de deux transmissions, il arrive souvent qu'un couplage lâche et l'emploi d'un ou plusieurs circuits intermédiaires ne suffisent pas pour supprimer les perturbations : alors, en réglant la tension auxiliaire à une valeur convenable, on peut rendre le détecteur particulièrement sensible pour les signaux qu'on veut recevoir. Ceci suppose cependant que les formes des oscillations des différents trains d'ondes envoyés présentent, au point de vue de l'amplitude et de l'amortissement, des différences caractéristiques.

En dehors d'une grande sensibilité, le fonctionnement pratique du détecteur à contact exige aussi une constance absolue, afin que, d'une part, l'intensité du son des signaux ne diminue pas, et que d'autre part un changement dans l'état de l'appareil n'amène pas un brusque renforcement des perturbations étrangères. Enfin il faut encore étudier le détecteur pour savoir jusqu'à quel point on peut charger le contact sans nuire à l'action de redressement.

On a déjà vu comment on mesure la capacité et la résistance de ces appareils : ces grandeurs sont à considérer lors du choix des dimensions électriques du circuit oscillant.

Signalons enfin un appareil qui peut rendre des services lors de la construction d'une station, et qui est également un appareil de contrôle dont toute installation une fois établie devrait être pourvue. C'est un circuit apériodique portatif muni d'un détecteur à contact relié à un téléphone, qu'on a déjà vu plus haut à propos de la description des principaux montages de réception (*fig.* 136 et suiv.). Son maniement simple et son transport facile permettent de faire entre autres les observations suivantes, en dehors de la salle de transmission, à l'antenne, à la prise de terre, aux pylônes et aux câbles de suspension :

a. Pour les postes à étincelles éteintes et à sons multiples : détermination de la pureté et de l'uniformité du son.

b. Pour les postes équipés avec des générateurs à arc : observation

de la pureté de la flamme (bruits parasites); si l'on emploie une machine à courant continu comme source de courant : perception des ondulations du courant produites par la commutation.

c. Pour les stations de téléphonie : détermination de l'intensité du son et de la clarté de la parole.

d. Détermination de l'action des masses métalliques voisines de l'antenne (haubans, câbles de suspension, pylônes, etc.); savoir si elles entrent en vibration, et dans quelle mesure.

e. Étude de la direction du champ électromagnétique à proximité immédiate du poste transmetteur.

9. **Mesure de la sensibilité des téléphones.** — La sensibilité d'un téléphone est déterminée par la plus petite valeur du courant qui permet le fonctionnement de l'écouteur, pour une fréquence donnée. Mais il n'y a pas que la vibration de la membrane qui dépend de la fréquence : la période du courant influe aussi sur la résistance et la self effectives. On a alors le fait, facile à comprendre, que l'intensité du son est d'autant plus grande que le courant d'excitation est plus sinusoïdal : de sorte qu'il faut encore tenir compte, comme troisième variable, de la forme de la courbe du courant dans le téléphone, qui est déterminée à son tour par la nature des oscillations de haute fréquence qui prennent naissance au poste de réception. Enfin, les dimensions électriques de l'ensemble du montage de réception lui-même ont une certaine influence sur l'intensité du son au téléphone.

Mais, en général, il est très difficile d'évaluer par des mesures l'influence de ces multiples phénomènes sur la sensibilité du téléphone. Aussi se contente-t-on, dans la plupart des cas, de résultats expérimentaux approximatifs qui permettent de juger si l'appareil étudié est apte à être utilisé avec le montage employé.

Tout d'abord on s'apercevra qu'on ne peut pas réaliser simultanément le maximum d'intensité et le maximum de netteté pour le son. Or en télégraphie on n'a besoin de recevoir que certains bruits ou certains sons, tandis qu'au contraire en téléphonie sans fil il faut accorder une valeur primordiale à la netteté de la parole, de sorte que les conditions à imposer au téléphone dans les deux cas seront foncièrement différentes. Dans le premier cas, on tâchera, pour obtenir de grandes amplitudes, que l'oscillation propre de la membrane n'ait pas une période trop différente de celle du son reçu;

tandis qu'en téléphonie sans fil on cherchera à rendre claire la parole en évitant tout phénomène de résonance.

De là ressort l'importance de la mesure de la période propre de la membrane. On peut faire cette mesure en montant le téléphone sur une sirène à courants alternatifs et en déterminant les fréquences pour lesquelles le son est fortement renforcé. Les fréquences de résonance s'évaluent sans peine d'après le nombre de tours et le nombre de pôles de la machine, ou a l'aide d'un résonnateur acoustique (de Dalton ou de Helmholtz). En général, il y a une de ces résonances qui est plus accentuée que les autres.

Si l'on veut comparer entre eux plusieurs téléphones au point de vue de leur sensibilité dans un montage de réception donné,

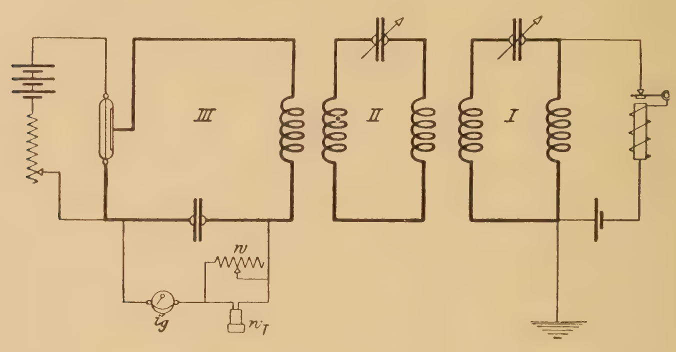


Fig. 149.

on maintient constant le nombre de vibrations du ronfleur musical ainsi que l'intensité i_g du courant débité, et l'on fait varier la résistance w qui shunte le téléphone jusqu'à ce que le son disparaisse (*fig.* 149).

Si w_T est la résistance du téléphone, le courant qui y passe est

$$i_T = \frac{1}{1+\alpha} i_g$$

avec

$$\alpha = \frac{w_T}{w}.$$

La quantité $\frac{1}{1+\alpha}$ représente le facteur de sensibilité. Plus elle est petite, plus le téléphone est convenable pour ce montage de récep-

tion. En faisant varier la hauteur du son du ronfleur on peut étudier comment la sensibilité du son dépend du nombre de décharges. Comme indicateur d'ondes, on peut naturellement, au lieu du tube-soupape (tube de Wenhelt) employer n'importe quel autre détecteur intégrant.

La sensibilité du téléphone se trouve ainsi mesurée à l'aide d'une résistance montée en parallèle. Ce procédé peut servir également

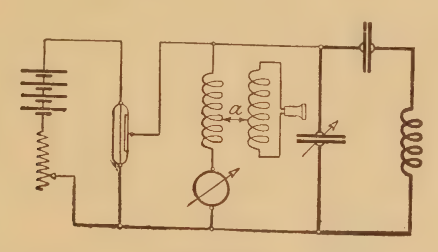


Fig. 150.

à établir les courbes de résonance des récepteurs. Le dispositif peut être modifié si l'on peut monter l'écouteur dans le secondaire d'un transformateur à induction mutuelle variable. Pour des résistances secondaires égales, la distance a des bobines fournit alors une mesure de la sensibilité du téléphone (*fig.* 150).

10. Étude d'un tikker. — Les oscillations entretenues ne peuvent être reçues dans des écouteurs avec les détecteurs décrits jusqu'ici que si l'on introduit dans les montages de réception un interrupteur découpant les ondes en trains successifs. Une sensibilité beaucoup plus grande que celle qu'on atteint avec ces dispositifs s'obtient avec le montage du tikker de Poulsen (*fig.* 151). Le tikker lui-même est un interrupteur électromagnétique auquel certaines conditions sont imposées relativement au nombre d'interruptions et à la manière dont se fait le contact. Il doit mettre périodiquement le circuit téléphonique en relation avec le circuit secondaire, et les phénomènes électriques suivants se produisent alors.

Le contact du tikker étant ouvert, il se produit d'abord, sous l'influence des vibrations excitatrices de l'antenne, des oscillations dans le circuit secondaire, qui est accordé sur la même période, et faiblement amorti. L'amplitude de ces oscillations croît jusqu'à ce

que l'énergie fournie au circuit soit égale à celle qui y est dépensée. Si alors le contact du tikker se ferme, le circuit de réception se trouve désaccordé, par suite de l'introduction dans ce circuit du condensateur du téléphone, il cesse de prendre de l'énergie à l'antenne, et l'énergie électrique qui se trouve dans le circuit y produit à partir de ce moment des oscillations de fréquence moindre, la nouvelle fréquence résultant des constantes électriques du circuit oscil-

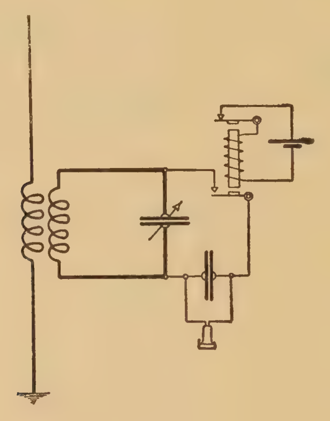


Fig. 151.

lant total, telles qu'elles sont après ce changement. Or la résistance du point de contact de la palette du tikker augmente quand l'intensité du courant diminue, de sorte que le condensateur du téléphone, supposé chargé, sera forcé, dès que la résistance propre de ce contact sera élevée, de dépenser son énergie apériodiquement à travers le téléphone.

L'action du tikker est donc basée sur la variation de la résistance de son contact : tant qu'elle est petite, elle ne s'oppose pas au transport de l'énergie du circuit secondaire au condensateur du téléphone, mais dès qu'elle s'élève elle supprime en grande partie le retour du courant électrique. Le téléphone est ainsi parcouru par des courants dont la direction est variable suivant l'état de charge du condensateur, il en résulte que le tikker seul ne permet pas d'obtenir un son pur, même si le nombre d'interruptions correspond à la hauteur d'un son musical. Ce n'est qu'en s'arrangeant, à l'aide d'un redresseur, de manière que la charge du condensateur

se fasse toujours dans le même sens, qu'on provoque dans le téléphone un son correspondant au nombre des interruptions du tikker. Mais naturellement, c'est aux dépens de la sensibilité.

Bien que la réception au tikker seul exclue la possibilité d'un son caractéristique, cet appareil occupe cependant une place importante parmi les détecteurs, car on peut le regarder, actuellement, comme l'indicateur d'ondes le plus sensible. A cela vient s'ajouter un autre avantage : outre la facilité de son installation, la sécurité et la constance de son fonctionnement, il se trouve que le couplage optimum avec l'antenne est plus lâche pour lui que pour tous les autres détecteurs d'énergie, et qu'on peut ainsi contribuer à l'élimination des perturbations.

La figure 152 représente la forme sous laquelle est réalisé le tikker

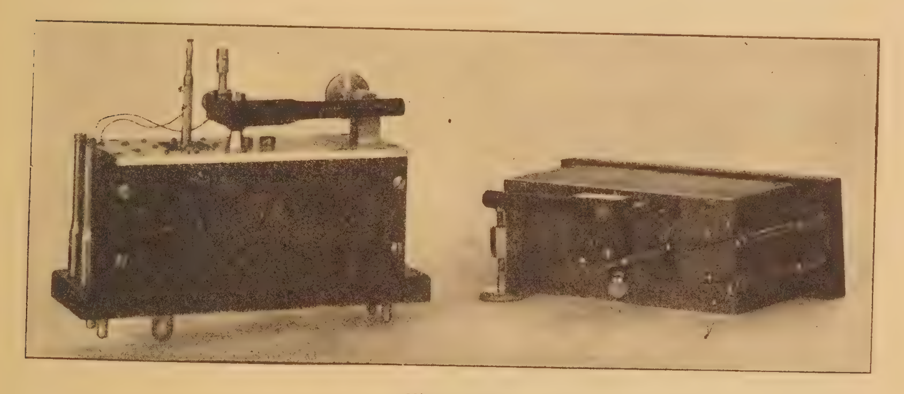


Fig. 152.

Tikker d'après Poulsen (Telephon-Fabrik A.-G. vorm. J. Berliner, Vienne).

de Poulsen. Une autre forme est due à Austin : cet appareil repose en principe sur les mêmes phénomènes que le précédent.

Il faut encore, à propos du montage d'un tikker, chercher la capacité qui doit être montée aux bornes du téléphone, et étudier le réglage du dispositif d'interruption : on doit s'arranger de manière à avoir la sensibilité maxima.

11. **Dispositif d'appel.** — La plupart des dispositifs d'appel employés en radiotélégraphie reposent sur le principe suivant : les oscillations qui prennent naissance dans l'antenne induisent un cir-

cuit apériodique ou accordé qui contient un détecteur redresseur et sous l'action duquel un galvanomètre sensible (à cadre mobile) dévie. Ce phénomène est utilisé pour actionner un relais qui provoque un signal d'appel optique ou sonore. Les différents appareils diffèrent exclusivement par la manière dont le galvanomètre ferme, par sa déviation, le circuit local, sans que la partie mobile de l'instrument ait un trop gros travail à effectuer. Si, en outre, on donne au galvanomètre à cadre mobile une certaine inertie, on évite que l'appareil d'appel entre en action sous l'influence de tous les chocs électriques, comme ceux que provoquent les décharges atmosphériques. Si, de plus, on joint à la résonance électrique une résonance acoustique, on éliminera très bien les appels intempestifs dus aux postes qu'on ne désire pas recevoir.

CHAPITRE VII.

CONSTRUCTION D'UNE STATION DE TRANSMISSION ET DE RÉCEPTION.

A. — Considérations générales.

Pour juger la valeur d'une installation radiotélégraphique, il faut déterminer :

1° La portée;

2° La possibilité de la syntonisation.

Il faut enfin voir si les appareils fonctionnent facilement dans les conditions les plus différentes.

1. **La portée.** — Si l'on veut traiter le problème de l'échange de signaux entre deux stations par radiotélégraphie comme un transport de force sans fil, il s'agit de déterminer les causes qui peuvent rendre maximum l'énergie fournie au récepteur. Austin a trouvé empiriquement et Barkhausen a établi théoriquement la formule

$$i_2 = \frac{120\pi}{w_2^{\Omega}} \frac{h_{1\text{eff}}^{\text{m}} h_{2\text{eff}}^{\text{m}}}{\lambda^{\text{m}} \text{R}^{\text{m}}} i_1 e^{-\frac{\text{AR}^{\text{m}}}{\sqrt{\lambda^{\text{m}}}}}.$$

Elle montre que, si l'on emploie des oscillations entretenues, si l'on néglige les amortissements dus aux pertes nuisibles dans les deux stations, et si l'on suppose que les conditions de réception sont les plus favorables, la valeur efficace i_2 du courant au nœud de tension du récepteur est proportionnelle au courant primaire i_1 et en raison inverse de la distance R entre les stations. De même, le courant efficace secondaire croît avec les hauteurs efficaces $h_{1\text{eff}}$ et $h_{2\text{eff}}$ des antennes des deux postes. La longueur d'onde employée λ demande une attention particulière. Elle intervient dans le facteur $e^{-\frac{\text{AR}}{\sqrt{\lambda}}}$ par lequel on tient compte de l'absorption des vibrations

électromagnétiques dans l'espace qui sépare les deux stations, et également dans la résistance d'amortissement w_2 de l'antenne réceptrice. Il est alors bon de transformer cette équation de manière à faire apparaître, au lieu des intensités, les énergies correspondantes. On a déjà vu que l'énergie utilisée A_n est maxima quand la résistance de rayonnement w_{s_2} de l'antenne réceptrice est égale à la résistance w_D du détecteur. On a donc

$$w_2 = w_D + w_{s_2},$$

d'où

$$A_n = i_2^2\, w_D = i_2^2\, w_{s_2} = i_2^2\, \frac{w_2}{2}.$$

D'après les équations de Hertz, on peut exprimer de la façon suivante, la résistance de rayonnement d'une antenne

$$w_{s_1}^{\Omega} = 160\,\pi^2\, \frac{h_{1\text{eff}}^2}{\lambda^2},$$

$$w_{s_2}^{\Omega} = 160\,\pi^2\, \frac{h_{2\text{eff}}^2}{\lambda^2}.$$

Par suite, l'énergie rayonnée à l'émission est

$$A_{s_1} = i_1^2\, w_{s_1} = 160\,\pi^2\, \frac{h_{1\text{eff}}^2}{\lambda^2}\, i_1^2,$$

et l'énergie utilisée

$$A_n = i_2^2\, w_D \simeq i_2^2\, w_{s_2} = 160\,\pi^2\, \frac{h_{2\text{eff}}^2}{\lambda^2}\, i_2^2,$$

d'où

$$A_n = \left(\frac{3}{4}\right)^2 \left(\frac{\lambda}{2\pi}\right)^2 \frac{1}{R^2}\, A_{s_1}\, e^{-\frac{2AR}{\sqrt{\lambda}}}.$$

Le rendement du transport de force par télégraphie sans fil est donc

$$\eta = \frac{A_n}{A_{s_1}} = \left(\frac{3}{4}\right)^2 \left(\frac{\lambda}{2\pi}\right)^2 \frac{1}{R^2}\, e^{-\frac{2AR}{\sqrt{\lambda}}}.$$

Si l'on produit dans l'antenne d'émission des oscillations amorties à onde unique, les équations peuvent s'étendre ainsi qu'il suit :

$$i_2 = \frac{120\,\pi}{w_2^{\Omega}}\, \frac{h_{1\text{eff}}^{m} h_{2\text{eff}}^{m}}{\lambda^{m} R^{m}}\, \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\mathfrak{I}_{s_1}}{\mathfrak{I}_2}}}\, i_1\, e^{-\frac{AR}{\sqrt{\lambda}}},$$

$$\eta = \left(\frac{3}{4}\right)^2 \left(\frac{\lambda}{2\pi}\right)^2 \frac{1}{R^2}\, \frac{\mathfrak{I}_2}{\mathfrak{I}_{s_1} + \mathfrak{I}_2}\, e^{-\frac{2AR}{\sqrt{\lambda}}},$$

où

$\mathfrak{I}_{s_1}$ = décrément de rayonnement à l'émission,

$\mathfrak{I}_2$ = décrément total de l'antenne réceptrice $= \mathfrak{I}_{s_2} + \mathfrak{I}_D$.

Bien que les valeurs numériques, calculées d'après ces formules, ne puissent prétendre à une exactitude absolue, on peut cependant reconnaître facilement l'influence des diverses grandeurs sur la portée. Ainsi ce qui influe sur la valeur de l'énergie utilisée A_n pour une distance donnée R des stations, c'est tout d'abord la grandeur A_{s_1} de l'énergie rayonnée et la longueur d'onde employée. Or la condition de rayonner par seconde, au poste de transmission, la plus grande quantité possible d'énergie, est intimement liée à la forme et à la disposition de l'antenne, dont l'aptitude à fournir de l'énergie dépend en première ligne de la qualité de son isolement. Si l'on considère l'instant où toute l'énergie de l'antenne A_1 est sous forme électrostatique, on a

$$A_1 = \frac{C_A E_0^2}{2};$$

on voit que cette grandeur augmente avec la capacité C_A de l'antenne et la tension E_0. Pour un amortissement donné $\mathfrak{I}_{s_1}$ de l'antenne, on a, d'après la définition,

$$\mathfrak{I}_{s_1} = \frac{1}{2}\,\frac{A_{s_1} T}{A_1},$$

ou

$$A_{s_1} = 2\,\mathfrak{I}_{s_1}\,\frac{A_1}{T} = \mathfrak{I}_{s_1}\,\frac{C_A E_0^2}{T} = \mathfrak{I}_{s_1}\,\nu\, C_A E_0^2.$$

C'est-à-dire que, si l'on se donne la fréquence ν et la tension maxima E_0, l'effet de rayonnement A_{s_1} atteindra son maximum quand le produit de l'amortissement $\mathfrak{I}_{s_1}$ et la capacité C_A sera maximum. Avec une antenne de grande capacité mais de faible amortissement (antenne parapluie), on pourra donc, suivant les circonstances, obtenir de meilleurs résultats qu'avec une antenne présentant bien un décrément de rayonnement élevé, mais une faible capacité (antenne Marconi). Il faut cependant remarquer qu'on peut donner à la tension maxima E_0 une valeur d'autant plus grande que l'antenne a besoin de moins de points de suspension. Les grandes antennes qui ont de multiples points d'isolement (antennes en toit) peuvent donc ne pas être aussi bonnes que celles où il n'y a qu'un

petit nombre de points d'appui (antenne Marconi, antenne en T, antenne en éventail). Bien que tous ces points méritent attention, c'est cependant la manière dont on produit les oscillations de haute fréquence qui intervient en première ligne pour le choix de l'antenne. On insistera de nouveau là-dessus à propos des différents systèmes. Pourtant, il résulte de ce qui précède que, d'une façon générale, pour toutes les antennes de transmission, il faut choisir la fréquence, l'amortissement de rayonnement et la capacité aussi grands que possible.

Les conditions sont tout autres à la réception. L'antenne réceptrice emprunte aux ondes électromagnétiques incidentes une certaine quantité d'énergie, dont une partie est dépensée dans la réception et l'autre est de nouveau rayonnée vers l'extérieur. En supposant qu'il se produit dans l'antenne une force électromotrice de valeur efficace constante e_2, on obtient le maximum d'énergie utilisée A_n quand on satisfait à la condition

$$\frac{w_2}{2} = w_{s_2} = w_D,$$

$$A_n = i_2^2 w_D = \frac{e_2^2}{4 w_D} = \frac{e_2^2}{4 w_{s_2}}.$$

Comme on est toujours en mesure, d'après ce qu'on a vu plus haut, de donner à la résistance w_D du détecteur une valeur convenable vis-à-vis de la résistance de rayonnement w_{s_2} de l'antenne, on n'a donc, pour atteindre le maximum d'énergie à la réception, qu'à s'occuper de réduire autant que possible cette dernière sans pourtant diminuer en même temps la force électromotrice e_2. Or, celle-ci est donnée par la formule

$$e_2 = E_F h_{2\text{eff}},$$

où E_F représente l'intensité du champ électrique normalement à la surface du sol et $h_{2\text{eff}}$ la hauteur efficace de l'antenne. Il en résulte, d'après l'équation de Hertz,

$$w_{s_2} = 160\pi^2 \frac{h_{2\text{eff}}^2}{\lambda^2},$$

qu'on ne doit réduire la résistance de rayonnement w_{s_2} qu'en aug-

mentant la longueur d'onde employée. Cela résulte aussi de l'équation transformée

$$A_n = \frac{E_F^2 h_{2\text{eff}}^2}{4 w_D} = \frac{1}{4 \times 160\pi^2} E_F^2 \lambda^2,$$

d'après laquelle l'énergie reçue croît avec la longueur d'onde. Bien entendu, ce moyen ne peut pas être appliqué non plus d'une façon illimitée, car la modification de la période nécessite l'introduction dans l'antenne de bobines et de condensateurs dont la résistance effective n'est plus négligeable vis-à-vis de la résistance de rayonnement. Les équations ont donc une application limitée par ce fait que l'influence favorable des grandes longueurs d'onde sur la valeur A_n se fait moins sentir à mesure que les résistances dues aux pertes augmentent.

Les considérations précédentes montrent que les propriétés particulières de l'antenne de transmission et de réception sont d'une importance primordiale pour la détermination de la portée. Il ne semble donc pas inutile d'essayer de vérifier par le calcul, autant qu'on peut le faire avec des moyens simples, les grandeurs caractéristiques de l'antenne qu'on a appris à mesurer expérimentalement dans les Chapitres précédents. Cela permet d'obtenir des nombres à comparer pour les valeurs effectives de la self et de la capacité et pour la longueur d'onde, et encore de se faire une idée assez exacte de la manière dont le courant est réparti le long de l'antenne. Mais, le nombre des variables qui interviennent étant trop grand pour qu'on obtienne des valeurs absolument exactes, il est bon tout d'abord d'examiner les deux sortes d'antennes entre lesquelles on peut ranger toutes les autres formes. Ce sont l'antenne linéaire mise à la terre (antenne Marconi) et l'antenne en T, que l'on obtient avec un fil vertical relativement court par rapport à la longueur d'onde et se terminant en une capacité importante.

α. Antenne Marconi. — Bien que ce dispositif d'antenne, le plus anciennement connu, ne soit plus guère employé aujourd'hui, il y a pourtant un certain nombre de cas où l'antenne Marconi peut encore rendre de grands services, notamment pour la transmission comme moyen de fortune. Les avantages reposent tout d'abord sur ce que, à l'aide de ballons (*fig.* 153) ou de cerfs-volants, on peut atteindre

des hauteurs efficaces plus grandes que celles qu'on a pu atteindre

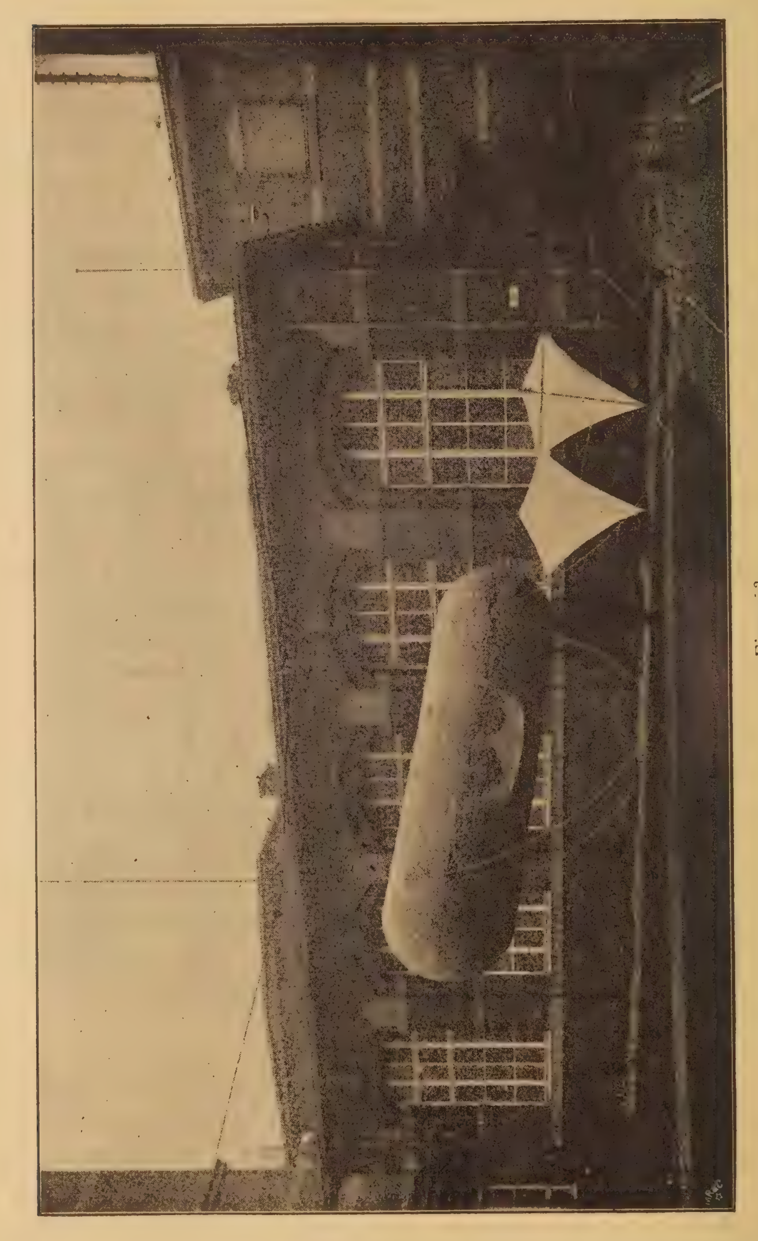


Fig. 153.
Ballon et cerfs-volants servant à supporter des antennes verticales (Radiotelegraphisches Praktikum der Techn. Hochschule Darmstadt).

jusqu'ici avec toutes les autres formes d'antenne. Un autre avantage

à signaler est que, comme il n'y a qu'un point d'isolement, les tensions maxima employées peuvent posséder des valeurs plus grandes que dans les autres dispositifs, ce qui a pour conséquence d'augmenter l'énergie rayonnée. D'un autre côté, naturellement, l'amortissement élevé que possède un oscillateur linéaire, ainsi que cette circonstance que, pour de grandes hauteurs, les perturbations atmosphériques sont particulièrement importantes, font que cette forme d'antenne n'est guère propre à la réception.

La self-induction L_A d'un fil rectiligne mis à la terre, de longueur l^{cm} et de diamètre $2r^{cm}$, est donnée par

$$L_A^{cm} \cong 2l \operatorname{Log}_e \frac{2l}{r}.$$

Pour évaluer la capacité C_A du fil d'antenne, il faut observer que, en raison des positions différentes des éléments de fil relativement au sol, la capacité par unité de longueur ne peut pas être constante. La capacité cherchée est donnée par la formule

$$C_A^{cm} \cong \frac{l}{2 \operatorname{Log}_e \frac{2l}{r}}.$$

On a déjà vu que l'énergie de l'antenne oscille entre un état électrique et un état magnétique jusqu'à ce que toute cette énergie soit transformée en chaleur et en rayonnement électromagnétique. Dans un circuit fermé, dans lequel les phénomènes électriques peuvent être regardés comme isochrones et quasi stationnaires, dans lequel par suite le courant possède en tout point la même phase et la même amplitude, la valeur maxima de l'énergie magnétique est

$$A_m = L \frac{J_0^2}{2}.$$

Or, dans une antenne linéaire simple, les courbes de courant et de tension le long du fil sont des sinusoïdes (*fig.* 154, I), l'extrémité libre présentant un ventre de tension et le point de mise à la terre un ventre d'intensité; il faut donc remplacer dans l'équation précédente la valeur de J_0^2 par la moyenne $M(J_z^2)$. En admettant

que tous les éléments de courant ont la même phase, on a

$$J_z = J_0 \cos \frac{\pi}{2l} z$$

où J_0 est l'amplitude au ventre de courant et J_z l'amplitude à la

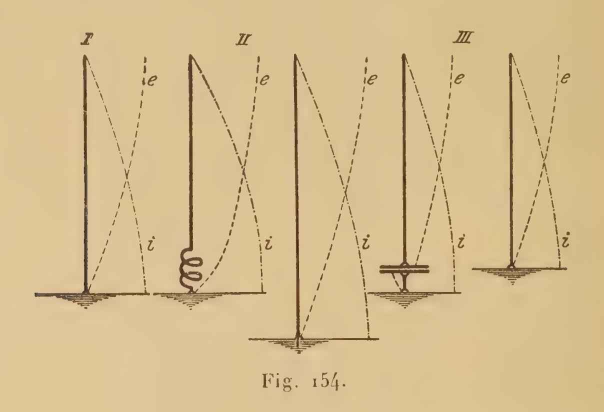


Fig. 154.

distance z de la prise de terre. Alors

$$M(J_z^2) = \frac{1}{l} \int_0^l J_0^2 \cos^2 \frac{\pi z}{2l} \, dz = \frac{J_0^2}{2}.$$

D'après cela, le maximum de l'énergie magnétique dans l'antenne Marconi est

$$A_m = L_A \frac{J_0^2}{4} \text{ watts.}$$

On trouve de même la valeur maxima de l'énergie électrique dans l'antenne. On a pour les tensions le long du fil

$$E_z = E_0 \sin \frac{\pi}{2l} z,$$

d'où

$$A_e = \int_0^l \frac{E_z^2 C'_A}{2} \, dz = \int_0^l \frac{E_0^2 C'_A}{2} \sin^2 \frac{\pi z}{2l} \, dz,$$

$$A_e = \frac{E_0^2}{4} C'_A \, l,$$

ou, en remplaçant approximativement le produit par l de la capa-

cité C'_A de l'antenne par unité de longueur par la capacité C_A de cette antenne,

$$A_e = C_A \frac{E_0^2}{4} \text{ watts.}$$

Le calcul de la longueur d'onde par la formule de Thomson suppose que le courant possède en chaque point même amplitude et même phase. Or, dans une antenne linéaire, la première condition n'est pas remplie. Il faut donc faire une transformation de calcul en introduisant la valeur moyenne des amplitudes de courant

$$M(J_z) = \frac{1}{l}\int_0^l J_0 \cos\frac{\pi z}{2l}\,dz = \frac{2}{\pi} J_0,$$

et de même pour la tension

$$M(E_z) = \frac{1}{l}\int_0^l E_0 \sin\frac{\pi z}{2l}\,dz = \frac{2}{\pi} E_0.$$

On en déduit la quantité d'électricité emmagasinée dans la capacité de l'antenne

$$Q = C_A M(E_z) = \frac{2}{\pi} C_A E_0,$$

et, pour le flux de force magnétique,

$$N = L_A M(J_z) = \frac{2}{\pi} L_A J_0.$$

L'emploi de la formule de Thomson se trouve ainsi légitimé et l'on a

$$\lambda^{cm} = 2\pi\sqrt{\frac{2}{\pi} L_A^{cm} \frac{2}{\pi} C_A^{cm}} = 4\sqrt{L_A^{cm} C_A^{cm}} = 4\, l^{cm},$$

c'est-à-dire que l'antenne vibre en quart d'onde.

Pour le décrément logarithmique de rayonnement $\mathfrak{I}_s$, on obtient, pour l'oscillation fondamentale, la formule suivante due à Abraham

$$\mathfrak{I}_s = \frac{2,44}{\operatorname{Log}_e \frac{2l}{r}}.$$

Si, en outre, on imagine l'antenne remplacée par un circuit de

courant quasi stationnaire, on peut exprimer l'énergie rayonnée par une perte Joule produite dans une résistance équivalente fictive. Suivant l'endroit où l'on suppose cette résistance intercalée dans l'antenne, on obtient des valeurs différentes. Le nœud de tension ayant une importance particulière, c'est là qu'on a coutume de supposer la résistance intercalée. On obtient alors

$$A_s = i^2 w_s,$$

où i est la valeur efficace de l'intensité au ventre de courant, c'est-à-dire que

$$i^2 = \frac{J_0^2}{2},$$

d'où

$$A_s = \frac{J_0^2}{2} w_s = 160\pi^2 \frac{h_{eff}^2}{\lambda^2} \frac{J_0^2}{2},$$

$$w_s = 36^{\Omega},6.$$

Pour toutes les antennes d'émission et de réception, la résistance de rayonnement théorique est donc la même : $36^{\Omega},6$. Elle ne dépend pas de la hauteur de l'antenne.

β. *Antenne en* T. — L'antenne en T est une réalisation pratique d'un oscillateur linéaire de Hertz dans lequel, par suite de l'adjonction de grandes capacités terminales, la répartition du courant est à peu près quasi stationnaire. D'après cela, les équations établies pour cet oscillateur peuvent être transportées sans plus dans le cas présent. La self L_A de l'antenne réside surtout dans le fil vertical, et le calcul de sa valeur ne présente aucune difficulté. La capacité C_A de l'antenne par rapport à la terre dépend en première ligne de la grandeur de la surface parallèle au sol et de sa distance à la couche d'eau. Pour une répartition du courant sensiblement quasi stationnaire, on peut se servir de l'équation ordinaire, qui donne pour C_A la valeur approchée

$$C_A^{cm} = \frac{F^{cm^2}}{4\pi l^{cm}},$$

F étant la surface d'antenne parallèle au sol et l sa distance à la couche d'eau. On obtient des résultats plus exacts en se basant sur le dessin des lignes de force de l'antenne considérée. Enfin, la rési-

stance de rayonnement s'évalue à l'aide de la relation déjà vue

$$w_s = 160\pi^2 \frac{l^2}{\lambda^2},$$

car, dans ce cas, on doit poser $h_{eff} = l$. D'ailleurs, la répartition du courant étant à peu près quasi stationnaire, on peut calculer la longueur d'onde par la même formule que pour un circuit oscillant fermé

$$\lambda = 2\pi\sqrt{L_A C_A},$$

tandis qu'on avait, pour l'oscillateur linéaire,

$$\lambda = 4\sqrt{L_A C_A}.$$

Si donc, pour une forme donnée d'antenne, on connaît la longueur d'onde et les grandeurs électriques vraies C_A ou L_A, la valeur comprise entre 4 et 2π qu'a le coefficient du radical permet de se rendre compte de la répartition du courant, c'est-à-dire de se rendre compte si l'antenne considérée appartient plutôt au type de l'antenne linéaire ou à celui de l'antenne à grande capacité terminale. On peut se faire une idée plus parfaite de ces circonstances en représentant graphiquement, pour les diverses antennes, la répartition du courant le long de chacun des fils : on ajoute alors entre eux les courants qui, à la même hauteur, agissent dans le même sens, et l'on fait la différence de ceux qui agissent en sens contraires; on obtient ainsi la valeur résultante qui intervient seule pour l'action à distance.

On peut alors passer aux autres formes d'antennes, en parapluie (*fig.* 1), en toit ou en cône, ou encore constituées par la combinaison de plusieurs de ces formes fondamentales. La grandeur de la résistance w_s étant d'un intérêt particulier, nous donnons ci-dessous un résumé des relations qui existent entre les hauteurs absolues l des antennes et leurs hauteurs efficaces h_{eff} qui sont nécessaires pour évaluer l'énergie rayonnée par l'antenne d'après la formule

$$A_n = 160\pi^2 \frac{h_{eff}^2}{\lambda^2} \frac{J_0^2}{2} \text{ watts.}$$

Antenne linéaire :

$$h_{eff} \cong \frac{2}{\pi} l.$$

Antenne linéaire avec bobine de self intercalée :

$$h_{eff} \cong \frac{1}{2} l.$$

Antenne en T :

$$h_{eff} \cong l.$$

Antenne parapluie :

$$h_{eff} \cong \text{hauteur du bord inférieur} + \frac{1}{3} \text{hauteur totale.}$$

Il est vrai que le très grand nombre des formes d'antennes employées en pratique et l'influence des conducteurs qui se trouvent dans leur voisinage immédiat rendent encore actuellement impossible de calculer à l'avance les grandeurs caractéristiques d'une installation avec quelque précision; pourtant les équations indiquées ci-dessus fournissent quelques points de repère. Ainsi, il est intéressant de constater que pour de mêmes hauteurs d'antenne, de mêmes longueurs d'onde et de mêmes valeurs du courant à la prise de terre, les énergies rayonnées peuvent, suivant la forme de l'antenne, varier dans la proportion de 1 à 4.

De plus, pour deux antennes de hauteurs différentes mais de même modèle, les longueurs d'onde sont entre elles comme les dimensions homologues, tandis que les décréments logarithmiques sont constants, de même que les résistances de rayonnement.

De ce qui précède on pourrait conclure que la forme de l'antenne, étant données sa hauteur et la longueur d'onde employée, n'est que d'une importance secondaire pour l'ensemble de l'installation. Mais cette idée serait absolument fausse : d'abord, ainsi qu'on l'a déjà signalé au sujet des amortissements, la forme du champ électrostatique entre l'antenne et la terre influe notablement sur la grandeur des pertes; ensuite les appareils de transmission ne peuvent être construits convenablement qu'en tenant compte de l'antenne dont on se sert. Si l'on suppose des quantités d'énergie égales dans l'antenne, et si la résistance amortissante est faible, les différents organes doivent être déterminés d'après l'intensité du courant; tandis que, si la capacité de l'antenne est petite et sa résistance amortissante grande, ce sera surtout des questions d'isolement qui entreront en jeu. Il en résulte qu'un générateur à arc, par exemple,

pour une énergie débitée déterminée, doit être constitué différemment suivant qu'il travaille sur une antenne à rayonnement fort ou faible. Dans l'émission par étincelles, il vient s'ajouter ce fait que, pour que les stations qui communiquent entre elles puissent s'accorder, il faut que l'amortissement des trains d'ondes envoyés ne dépasse pas une certaine valeur. Le désir de s'installer facilement, ou, comme dans la plupart des installations modernes, d'employer l'excitation par choc, peut aussi influer sur les dimensions de l'antenne. Ajoutons enfin qu'il faut, dans tous les systèmes travaillant avec des trains d'ondes amortis, faire attention à ce que les décharges successives ne se recouvrent pas, ce qui pourrait arriver avec des ondes longues et de faibles amortissements et affaiblirait le son à la réception.

A côté des formes signalées jusqu'ici, on a indiqué tout récemment une troisième forme d'antenne (Braun, Zehnder, Marconi, Fessenden, Kiebitz). Elle porte le nom d'*antenne de terre*, et la manière la plus simple de la réaliser consiste à tendre deux fils au-dessus du sol dans deux directions opposées à partir du point d'excitation. Cette antenne ne nécessite pas de mât élevé et, par suite de la faible hauteur des fils au-dessus du sol, les perturbations atmosphériques peuvent être moindres qu'avec les autres formes; mais il faut remarquer que d'abord la nature du sous-sol intervient dans la portée et qu'ensuite, pour une petite capacité, l'amortissement propre de cet oscillateur possède des valeurs relativement élevées; de sorte que l'antenne de terre semblerait plutôt indiquée pour la réception que pour la transmission. Pourtant, pour des installations particulières, assez petites, dans lesquelles le trafic doit s'effectuer de préférence dans la direction suivant laquelle les fils sont tendus, l'emploi de cette antenne peut être intéressant.

A côté de ces considérations plutôt théoriques, parlons de quelques points qui sont à observer dans la construction des antennes. Ainsi qu'il résulte des conditions données pour que l'énergie reçue soit maximum, les conditions imposées aux antennes d'émission sont autres que celles que doivent réaliser les antennes de réception. Dans le premier cas, en effet, il est nécessaire d'avoir un grand pouvoir rayonnant, tandis qu'à la réception sa valeur doit être réduite au minimum. Donc, dans toutes les stations où l'antenne est employée alternativement pour l'émission et la réception, on est forcé,

pour s'éloigner le moins possible des deux conditions, de recourir à un compromis. On peut se demander pourtant si dans l'avenir, pour des installations spéciales (grandes stations, postes militaires), on n'en arrivera pas, afin d'atteindre les conditions les plus favorables, à séparer l'antenne de transmission de l'antenne de réception, soit en éloignant les stations de quelques kilomètres et en les faisant dépendre l'une de l'autre au moyen d'un dispositif de bloquage automatique, soit en se servant d'un système à émissions dirigées et en établissant l'antenne de réception dans l'ombre électrique de l'antenne de transmission. Avec tous les dispositifs ayant pour but la transmission et la réception simultanées, la séparation de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception augmentera toujours la portée et la sécurité de fonctionnement. La manière la plus simple d'y arriver serait de constituer ces dispositifs de telle sorte qu'en appuyant sur le manipulateur Morse on mette le récepteur en court-circuit; ou bien que, dans les intervalles entre les différentes séries de décharges, l'antenne se trouve montée sur le circuit de réception. Mais avant tout, on a l'avantage de pouvoir construire chacune des antennes pour le rôle qui lui est destiné. On devra donc édifier, pour l'émission, un pylône élevé supportant une antenne à grand rayonnement; pour la réception, on ne prendra pas des mâts trop hauts, à cause des perturbations atmosphériques (antennes de terre) et, d'autre part, on disposera les fils de telle sorte que, en même temps qu'un faible amortissement de pertes, on n'ait pas une trop grande résistance de rayonnement.

Au point de vue de la construction de l'antenne proprement dite, une question se pose encore : savoir si l'on y arrivera avec un seul pylône, ou s'il sera plus avantageux d'avoir plusieurs supports. Il faut voir en même temps si les pylônes doivent être en bois ou en fer, haubanés ou non. Sans entrer dans le détail des conditions particulières que doivent remplir certaines stations (postes mobiles) ou qui sont imposées par des circonstances climatériques (régions tropicales), le choix des matériaux, au point de vue purement électrique, doit être en faveur du mât de bois. On a déjà vu, au sujet de l'amortissement des antennes, les pertes considérables qui se produisent dans toutes les masses métalliques situées dans le champ électromagnétique de l'antenne. De même pour la seconde question, savoir si les pylônes doivent être haubanés ou non, la

conclusion est que, en raison des phénomènes électriques, c'est le second mode de construction qu'il faut préférer. Si cependant, pour d'autres raisons, on ne veut pas d'un mât sans haubans, on peut, dans certaines circonstances, se servir d'un pylône en fer fractionné en de nombreux tronçons soigneusement isolés les uns des autres et ne nécessitant qu'un petit nombre de haubans, et avoir ainsi un meilleur résultat qu'avec une construction en bois qui, souvent, ne peut être utilisée.

Ce qui est plus facile à dire, c'est si avec un seul mât on pourra établir une antenne aussi bonne qu'avec un grand nombre de pylônes. L'emploi d'un seul pylône a d'abord cet avantage que le poids de l'antenne qui le charge agit également dans tous les sens et qu'on peut abaisser plus facilement des fils déterminés avec cette disposition absolument symétrique; ensuite, il y a ce fait qu'en élevant plusieurs supports on n'atteint plus pratiquement la même hauteur efficace d'antenne. On peut s'en convaincre facilement en dessinant les courbes de répartition du courant le long des fils et en mesurant la valeur qui en résulte pour l'action à distance, et cela qu'on ait en vue une antenne en cône, en double cône ou en parapluie. Ces considérations ne sont plus valables pour des antennes dissymétriques, douées peut-être d'un certain pouvoir de direction.

A ce sujet, indiquons également les propriétés des diverses formes d'antennes. Si l'on désire pouvoir, pour la réception, raccourcir le plus possible l'oscillation propre de l'antenne en y montant en série des condensateurs, il est nécessaire de maintenir la self de l'antenne aussi petite que possible. On a trouvé qu'un bon moyen pour cela est de prendre un dispositif dans lequel les fils d'antenne sont, dès leur sortie du poste, éloignés le plus possible les uns des autres (antennes à fils divergents). On y arrive très bien avec une antenne en cône, qui présente par suite un minimum de self-induction. Comme la capacité de l'antenne par rapport au sol est d'autant plus grande que la distance entre les fils d'antenne et la couche d'eau est plus petite, on peut, en allongeant ou en raccourcissant les fils d'antenne inclinés vers le sol, lui donner, dans de larges limites, une valeur convenable pour la transmission ou la réception. Par contre, dans toutes les stations qui travaillent de préférence avec une onde unique, il peut être bon de maintenir le plus éloignés possible les points où la différence de potentiel entre

l'antenne et le sol est la plus grande : pour cela, on peut donner aux conducteurs situés le plus haut une grande self-induction, tandis que, en disposant convenablement les fils, on maintient la self petite au voisinage du sol. En outre, dans ces types de stations, on devra s'efforcer d'éviter autant que possible toute variation brusque des propriétés électriques ou géométriques de l'antenne. En effet, non seulement les réflexions d'ondes qui en résulteraient provoqueraient des pertes d'énergie, mais les vibrations d'ordre supérieur, harmoniques ou non, qui prendraient naissance, pourraient diminuer la facilité d'élimination des perturbations à la réception. Aussi est-il bon, surtout pour de grandes antennes qui ne sont pas symétriques, de relier entre elles les extrémités des fils par des connexions transversales, de manière que le système vibre autant que possible avec une longueur d'onde unique. Ceci ne doit pas être appliqué aux petites antennes, car ces connexions forment dans certains cas un circuit fermé sur lui-même dans le champ des fils verticaux, ce qui peut occasionner des pertes d'énergie. On jugera dans chaque cas ce qui sera le plus convenable.

Revenant au point de départ de ces considérations, qui était la recherche des facteurs qui entrent en jeu pour l'obtention de grandes portées, il ne faut pas oublier que, outre la grandeur de l'énergie primaire et le choix convenable des antennes de transmission et de réception, le mode d'action et la sensibilité du détecteur employé ont une importance primordiale. On a jusqu'ici supposé implicitement que le problème de la télégraphie sans fil était un problème de transfert de force. Ceci n'est justifié que si le détecteur à la réception appartient à la catégorie des détecteurs intégrants, c'est-à-dire est sensible à la somme des trains d'ondes incidents. Si ce n'est pas le cas, si le détecteur fonctionne comme un relais en équilibre instable et est mis en action par un choc d'ondes, les considérations précédentes doivent être modifiées. Mais il est inutile d'entrer davantage dans ce sujet, car le développement de la radiotélégraphie se fait dans un sens tel que les détecteurs sensibles à l'énergie sont de plus en plus usités, et que vraisemblablement ils auront bientôt remplacé tous les autres.

Aux propriétés des installations d'émission et de réception vont s'ajouter, pour la portée qu'on peut atteindre, un troisième facteur : c'est la nature géographique de l'espace qui sépare les stations, et

l'état particulier de l'atmosphère. On a tenu compte de l'atmosphère, dans l'équation initiale, par le facteur $e^{-\frac{AR}{\sqrt{\lambda}}}$. Mais, dans la mesure de la portée d'une station, il faudra toujours compter avec un facteur de sécurité que l'expérience indiquera. De nombreuses observations ont montré que, dans les mêmes conditions, la portée est plus grande sur mer que sur terre, et que les montagnes causent une forte absorption d'énergie; il en est de même quand il y a, au voisinage du poste de transmission des grandes villes, des forêts ou des pentes abruptes. Une ionisation élevée de l'air, due à un rayonnement solaire intense, agit dans le même sens, l'air se comportant alors vis-à-vis des ondes électriques comme un milieu trouble vis-à-vis de la lumière. Par temps humide et pendant la nuit, les portées croissent au contraire notablement.

Pour s'opposer autant que possible à toutes ces influences nuisibles, dont l'action est difficile à délimiter, on est amené, par analogie avec ce fait que les rayons lumineux rouges traversant l'air et les nuages plus facilement que les rayons violets qui sont à longueur d'onde plus courte, à ne pas choisir des ondes trop courtes. Bien qu'on ne puisse pas donner une règle générale pour le choix le plus avantageux de la fréquence des oscillations, l'expérience a cependant confirmé ce qui précède : si l'on emploie une longueur d'onde plus grande, l'influence absorbante de l'air ionisé diminue, et les ondes contournent plus facilement les obstacles qui sont sur leur trajet.

En résumé, il en résulte qu'en tous cas le choix de la fréquence la plus favorable ne dépend pas seulement des dispositions particulières des postes d'émission et de réception, mais que, strictement parlant, elle devrait varier avec chaque heure du jour, chaque distance et chaque direction.

La mesure suivante a pour objet d'évaluer le rendement d'une installation radiotélégraphique, ce qui permet d'essayer de vérifier les équations précédentes; elle peut servir à éclaircir en même temps un autre point, en mesurant, pour une énergie de transmission donnée, l'énergie efficace reçue par le système récepteur en fonction de la longueur d'onde.

Si l'on considère le système de transmission représenté par la figure 155 comme un circuit parcouru par du courant quasi station-

naire dont, pour une capacité C_A et une longueur d'onde λ, on obtient par une mesure le décrément ϑ_1, l'énergie dépensée par seconde se calcule par la formule

$$A_1 = i_1^2 w_1 = 150 \frac{\lambda^{m} \vartheta_1}{C_A^{cm}} i_1^2.$$

Il est employé au rayonnement extérieur une certaine partie de cette

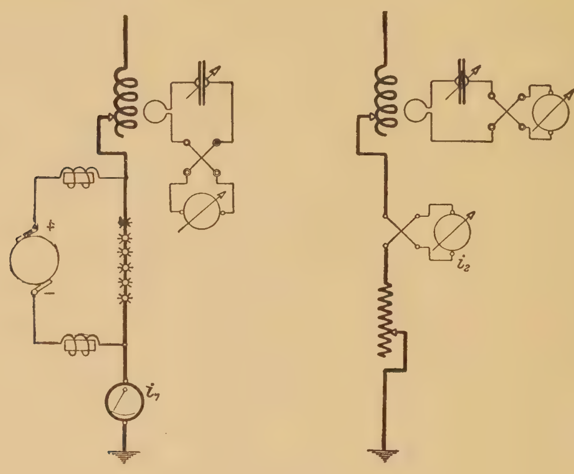


Fig. 155.

énergie qui est, en appelant w_{s_1} la résistance de rayonnement,

$$A_{s_1} = i_1^2 w_{s_1}.$$

Si, d'autre part, w_2 représente la résistance d'amortissement totale de l'antenne réceptrice, l'énergie qu'elle emprunte au champ électromagnétique qui se propage est

$$A_2 = i_2^2 w_2.$$

Cette énergie, de même qu'à l'émission, se compose de deux termes, dont l'un A_{s_2} représente la portion d'énergie rayonnée à nouveau vers l'extérieur, tandis que A_n est l'énergie électrique transformée en chaleur

$$A_2 = A_{s_2} + A_n.$$

En supposant, d'autre part, que A_n est surtout dépensée dans le

détecteur (ici un thermo-galvanomètre) cette grandeur représente l'énergie utilisée dans le transport de force par radiotélégraphie.

Pour évaluer ces diverses quantités, on peut, d'après Reich et Erskine-Murray, procéder par mesure des courants dans les antennes de transmission et de réception pour deux états de rayonnement différents. Ceci peut se faire, par exemple, en maintenant fixes la longueur d'onde et la forme générale de l'antenne et en faisant varier la hauteur efficace $h_{1\text{eff}}$ de l'antenne, en abaissant toute cette antenne ou en modifiant l'inclinaison de quelques-unes de ses parties.

On obtient alors, d'après ce qu'on a vu plus haut,

$$A_1 = i_1^2 w_{s_1} + i_1^2 (w_1 - w_{s_1}),$$
$$i_2 = m h_{1\text{eff}} i_1,$$
$$w_{s_1} = n h_{1\text{eff}}^2,$$

d'où

$$A_1 = \frac{i_2^2}{m^2 h_{1\text{eff}}^2} n h_{1\text{eff}}^2 + i_1^2 (w_1 - w_{s_1}),$$
$$A_1 = A i_2^2 + B i_1^2.$$

Après avoir fait varier le pouvoir rayonnant de l'antenne d'émission, on a, si la résistance due aux pertes est restée la même,

$$B = w_1 - w_{s_1} = w'_1 - w'_{s_1},$$
$$A'_1 = A i'^2_2 + B i'^2_1.$$

Si les conditions de l'expérience sont telles que l'énergie vibratoire fournie à l'antenne d'émission soit la même dans les deux cas, c'est-à-dire que

$$A_1 = A'_1,$$

les deux constantes A et B sont données par

$$A = A_1 \frac{i_1^2 - i'^2_1}{i_1^2 i'^2_2 - i_2^2 i'^2_1},$$
$$B = A_1 \frac{i_2^2 - i'^2_2}{i_1^2 i'^2_2 - i_2^2 i'^2_1}.$$

On a alors

$$A_{s_1} = A i_2^2 = A_1 i_2^2 \frac{i_1^2 - i'^2_1}{i_1^2 i'^2_2 - i_2^2 i'^2_1}.$$

La connaissance de cette valeur permet dès lors le calcul des dif-

férents rendements; A_0 représentant en watts l'énergie fournie à l'antenne d'émission, on trouve, pour le rendement du poste de transmission,

$$\eta_1 = \frac{A_{s_1}}{A_0} = \frac{A_1}{A_0} i_2^2 \frac{i_1^2 - i_1'^2}{i_1^2 i_2'^2 - i_2^2 i_1'^2};$$

pour le rendement du transport d'énergie de haute fréquence,

$$\eta_2 = \frac{A_n}{A_{s_1}} = \frac{w_D}{A_1} \frac{i_1^2 i_2'^2 - i_2^2 i_1'^2}{i_1^2 - i_1'^2};$$

et pour le rendement total de la transmission,

$$\eta = \eta_1 \eta_2 = \frac{i_2^2 w_D}{A_0}.$$

On peut ainsi vérifier que, pour chaque longueur d'onde, le rendement passe par un maximum pour une résistance w_D déterminée.

Ce procédé de mesure permet en outre d'obtenir la réponse à de nombreuses questions qui ont déjà été soulevées :

α. Évaluation de l'influence de la hauteur, du nombre et du mode de suspension des fils d'antenne et du contrepoids sur la grandeur de l'énergie utilisée et sur le rendement;

β. Pour quelles longueurs d'onde, pour une installation d'émission et de réception donnée, obtient-on les plus grandes portées, et quelle influence exercent sur ces phénomènes l'heure et l'époque de l'année?

γ. La forme des trains d'ondes rayonnés (ondes amorties ou ondes entretenues) intervient-elle dans la valeur du rendement du transport d'énergie?

2. **Syntonie.** — Avec le développement du nombre de stations radiotélégraphiques et les conditions qui, pour l'obtention d'un fonctionnement régulier, y sont inhérentes, les questions de syntonisation et d'élimination des perturbations passent de plus en plus au premier plan. En général, on considérera un système comme accordé d'une façon aiguë, si, pour un faible désaccord (de quelques unités pour 100) au système récepteur, les signaux du poste d'émission cessent d'être perçus. Si l'on veut donner pour cela une valeur numérique, il faut introduire dans le calcul ce fait que l'acuité de

l'accord ne dépend pas seulement des amortissements des postes d'émission et de réception et des couplages qui y sont employés, mais qu'elle est influencée aussi par l'intensité de l'énergie incidente. D'après cela, l'acuité de l'accord, comptée en tant pour 100, ne pourra être bien déterminée que si l'on part toujours de la même énergie reçue et si l'on mesure les valeurs extrêmes des longueurs d'onde entre lesquelles la réception des signaux peut encore se faire. Mais en général, puisqu'on n'a pas de mesure unitaire pour l'énergie nécessaire à la réception, il faudra se contenter de déterminer, en tant pour 100, le désaccord du récepteur qui est nécessaire pour qu'on obtienne $\frac{1}{2}, \frac{1}{3}, \frac{1}{4}, \frac{1}{5}, \frac{1}{10}, \dots$ de l'énergie maxima qu'on peut avoir à la réception. On peut aussi, à l'émission, se faire une idée de la grandeur de l'amortissement des oscillations émises en déterminant avec un ondemètre excité par l'antenne, pour un désaccord de 1, 2, 3, 4, 5, ... pour 100, l'énergie vibratoire mise en jeu, cette énergie étant mesurée avec un wattmètre.

B. — Dispositifs particuliers.

Dans ce qui précède, on a insisté surtout sur les points qui sont plus ou moins communs à toutes les stations, que les amplitudes du courant dans l'antenne soient :

1° Décroissantes d'une façon continue;

2° De grandeur constante.

A la première catégorie appartiennent :

a. Les installations ordinaires à étincelles;

b. Les postes à émission musicale par étincelles éteintes;

c. Les postes à émission sur sons multiples.

A la deuxième catégorie :

a. Les stations à générateurs à arc;

b. Les installations à alternateurs de haute fréquence.

1. Stations à oscillations amorties dans l'antenne. — *a. Postes à étincelles.* — En faisant abstraction des dispositifs particuliers tels par exemple que ceux qu'exigent des stations militaires perturbatrices, on peut dire que l'installation la plus favorable pour l'accord

sera celle qui, pour une même action à distance, émet des trains d'ondes aussi peu amortis que possible. Ceci exige le développement d'une grande énergie oscillatoire qui, transportée sur une antenne à faible rayonnement (par exemple, une antenne parapluie), arrive à être rayonnée peu à peu.

Pour une fréquence donnée de l'alternateur (celle par exemple du réseau d'une ville) ces conditions seront remplies si le transformateur à résonance, débitant sur une forte capacité, fournit encore une tension secondaire suffisante pour que l'étincelle se produise à l'éclateur. On n'est limité supérieurement dans ce sens que parce que la longueur d'onde imposée à la station influe sur la capacité, et parce que l'allongement de l'étincelle (un montage de plusieurs éclateurs en série ne pourrait ici qu'être nuisible) augmente à la fois l'amortissement du circuit primaire et les difficultés d'isolement. En outre, le couplage du circuit fermé et du circuit ouvert (et ceci est une autre limitation) doit être choisi de telle sorte que le plus possible de l'énergie vibratoire du primaire soit utilisée et ne soit pas perdue dans le circuit du condensateur sous forme de chaleur. Ceci conduit à construire des antennes capables de prendre beaucoup d'énergie et ayant un faible pouvoir rayonnant.

Quant l'intensité du courant primaire est petite, on produit les signaux en interrompant le courant de la machine; dans les installations plus grandes, on y arrive en désaccordant la résonance de l'inducteur : c'est ce que réalise le montage indiqué par la figure 156.

La réception au son des télégrammes se fait le plus souvent à l'aide d'un détecteur électrolytique, d'un détecteur à contact ou d'un détecteur magnétique; l'inscription des signaux se fait à l'aide du cohéreur. Ce système d'exploitation radiotélégraphique, qui est le plus ancien, possède, outre sa grande simplicité, cet avantage que jusqu'ici c'est le seul qui permette la fixation des signaux par écrit avec un fonctionnement relativement sûr. Comme inconvénients, il faut citer la faible acuité de l'accord et l'influence des perturbations atmosphériques.

Signalons encore à ce sujet les grandes perturbations que peuvent apporter dans les échanges par radiotélégraphie les grandes stations qui travaillent avec des oscillations amorties dans l'antenne. Plus le courant dans l'antenne d'émission s'amortit rapidement, et plus la longueur d'onde est grande, plus les ondes électromagnétiques

qui prennent ainsi naissance peuvent facilement influencer des postes récepteurs voisins, même accordés sur d'autres longueurs d'onde, en les faisant vibrer avec leur période propre, rendant ainsi difficile, sinon impossible, la réception par ce poste des signaux d'une troisième station communiquant avec lui. Sans parler, de l'accord acoustique dont il sera question plus loin à propos du système à sons multiples, il résulte de là que dans les pays où il y a beaucoup de

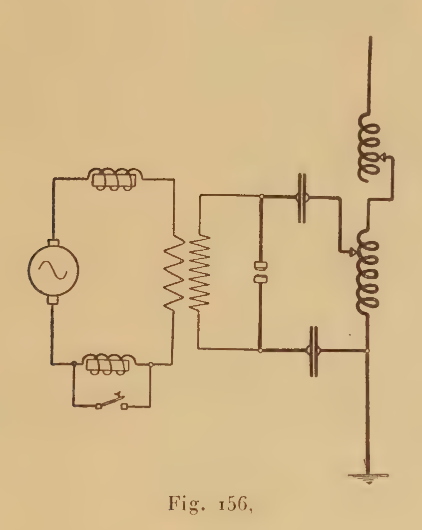


Fig. 156,

postes radiotélégraphiques on doit séparer les systèmes de la manière suivante : tout d'abord, les grandes stations seront équipées avec des dispositifs d'émission non amortie (systèmes à arc, systèmes d'alternateurs à haute fréquence), tandis que l'on constituera les stations moyennes et petites par des transmissions musicales. Les premières ne pourront plus alors, en raison de leur haute aptitude à la syntonisation, et de cette circonstance que la réception de leurs signaux ne peut se faire avec les détecteurs ordinaires, gêner le trafic entre les postes plus petits, fonctionnant avec étincelles.

b. Stations à étincelles éteintes (étincelles musicales). — En dehors des difficultés d'accord, les stations construites d'après la méthode ordinaire ont encore d'autres inconvénients : une notable partie de l'énergie vibratoire totale qu'on produit est perdue dans l'étincelle, les bobines et les condensateurs du circuit excitateur;

l'augmentation de l'énergie fournie par l'élévation du nombre de décharges est limitée, à une certaine valeur à cause du temps d'inactivité de l'étincelle; si enfin il se produit des décharges atmosphé-

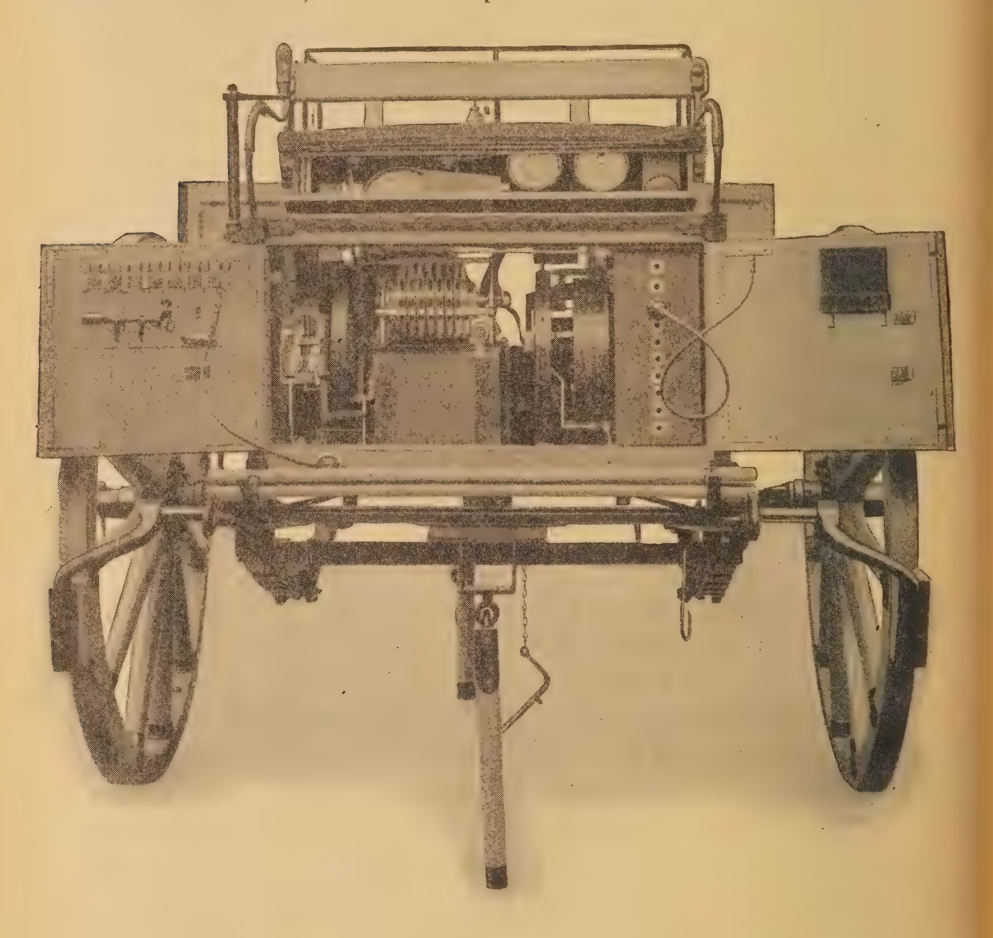


Fig. 157.

Station mobile à étincelles musicales éteintes (côté transmission) (Gesellschaft f. drahtl. Telegr. m. b. H., Berlin).

riques, la réception à l'oreille est rendue très difficile par suite de la similitude des sons. Ces difficultés sont évitées dans la méthode de l'étincelle musicale éteinte d'après laquelle sont établies les stations des figures 157 et 158 : on établit alors un couplage serré

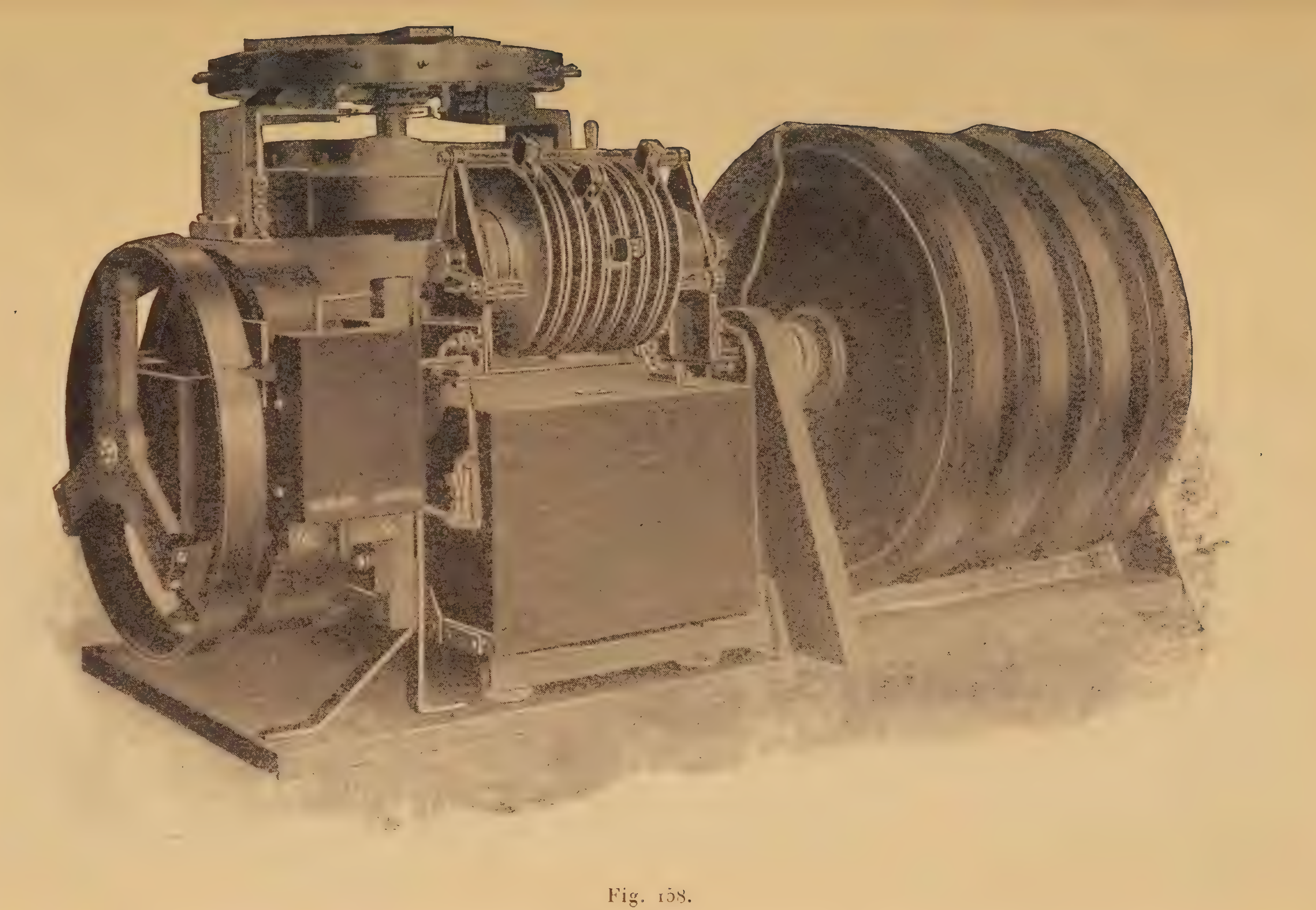


Fig. 158.
Côté transmission d'une station à étincelles musicales éteintes (Gesellschaft f. drahtl. Telegr. m. b. H., Berlin).

entre l'antenne et le circuit de choc; des battements accompagnant un échange oscillatoire d'énergie entre le primaire et le secondaire prennent naissance; on fait disparaître ce phénomène au moment où toute l'énergie est passée dans l'antenne. Dans ce dispositif, il est d'une importance primordiale de bien régler le couplage pour lequel le phénomène se produit. En outre, en augmentant la fréquence, on arrive à une succession rapide de séries de décharges et l'on se rapproche ainsi des oscillations entretenues. En même temps, au poste récepteur, si la succession des étincelles est régulière, on perçoit dans le téléphone un son correspondant au nombre de décharges, qui se distingue facilement des autres influences perturbatrices. Pour que le dispositif fonctionne bien au point de vue technique, ce qui se reconnaît à la pureté du son, il est nécessaire de choisir convenablement le rapport entre la capacité de l'antenne et celle du circuit oscillant, ainsi que leurs décréments d'amortissement. Si le son n'est pas pur, la portée diminue considérablement, même pour une forte intensité dans l'antenne. Pour exclure autant que possible toute succession irrégulière d'étincelles, Sapelkow a proposé récemment de provoquer l'éclatement à l'aide d'une tension alternative auxiliaire dont le rythme est déterminé par des dispositifs électriques ou mécaniques spéciaux. Cela a encore un autre avantage, c'est de permettre un couplage plus serré.

Ces différentes conditions entraînent un inconvénient : si l'on est amené, pour faire varier la longueur d'onde, à introduire dans l'antenne des capacités ou des selfs, on change les conditions de fonctionnement optimum, et un nouveau réglage des circuits devient nécessaire. La réception des signaux se fait avec le détecteur à contact, mais on peut utiliser également les autres indicateurs. Si l'on ne tient pas à recevoir les signaux sous forme de signaux musicaux, on peut se servir du tikker, qui est excellent à cause de son excessive sensibilité.

Enfin, même pour de faibles intensités, on peut arriver à recevoir au Morse à l'aide de renforçateurs téléphoniques.

c. Stations à sons multiples. — Les stations à sons multiples, de même d'ailleurs que les stations à étincelles musicales éteintes, peuvent être alimentées avec du courant continu ou du courant alternatif. Mais les phénomènes diffèrent, à beaucoup de points de

vue, dans les deux systèmes, tant pour la production de l'énergie de haute fréquence que pour la production du son. On se sert d'un éclateur ayant une grande aptitude à l'extinction (*fig.* 159 et 160), on donne des valeurs convenables à la capacité et à la self du cir-

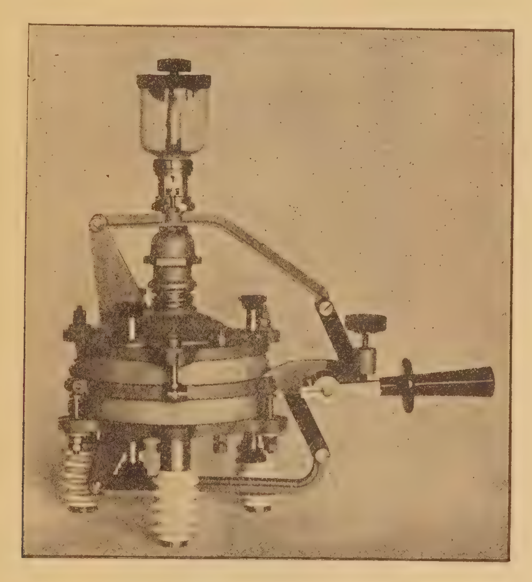


Fig. 159.

Éclateur double remplaçable du système à sons multiples (C. Lorenz A.-G., Berlin).

cuit de choc I (*fig.* 161) et l'on donne une valeur suffisante à la tension secondaire du transformateur, alimenté par du courant alternatif à basse fréquence; on arrive alors à avoir par seconde un nombre de décharges excessivement élevé; en outre, les chocs de courant dans le circuit II consistent en demi-oscillations, telles que celles que donne un générateur à arc, quand il produit des vibrations de seconde espèce. Mais, dans le cas présent, les temps pendant lesquels il ne passe aucun courant dans l'éclateur sont notablement plus longs que ceux pendant lesquels se produit la décharge du condensateur du circuit de choc. Ainsi le circuit I perd son aptitude à la résonance, et il devient inutile de faire un accord précis sur la période propre de l'antenne II, faiblement amortie. Des trains d'ondes amortis correspondant aux différents chocs du circuit pri-

maire se succèdent dans l'antenne II. Mais ces trains d'ondes peuvent, si leurs amplitudes sont égales et leur succession régulière, ne pas être entendus à la réception avec le détecteur, car les téléphones employés en pratique ne peuvent pas fonctionner avec

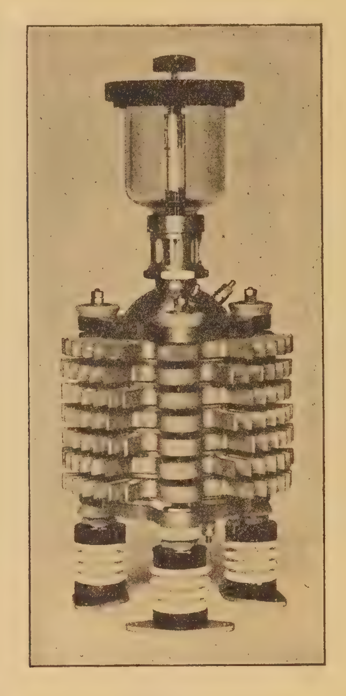


Fig. 160.

Éclateur multiple non remplaçable du système à sons multiples (C. Lorenz A.-G., Berlin).

une succession d'impulsions aussi rapide. Les avantages suivants résultent de ce fait au point de vue du fonctionnement.

Tout d'abord ce qui se passe dans le circuit de choc est totalement indépendant de la fréquence de l'alternateur; ensuite on n'a pas besoin d'un accord aigu entre le circuit de choc et l'antenne; enfin il est plus facile de syntoniser les stations qui communiquent entre elles, à cause de la succession rapide des différentes vibrations de l'antenne : circonstances qui ne se présentent autrement que si l'on emploie des oscillations entretenues. Dans la construc-

tion des appareils, le fait que les tensions maxima qui entrent en jeu sont faibles facilite la résolution des questions d'isolement.

Ce système a encore un autre avantage : la manière particulière dont on produit les sons fait que le nombre de ces sons est illimité, et qu'on peut ainsi, non seulement envoyer des signaux Morse sur un son de n'importe quelle hauteur, mais encore transmettre par radiotélégraphie certains signaux, des mélodies et des rythmes simples. Dans ce but, on monte aux bornes de l'éclateur, en parallèle avec le circuit de choc I, un circuit de son III, dont les bobines et

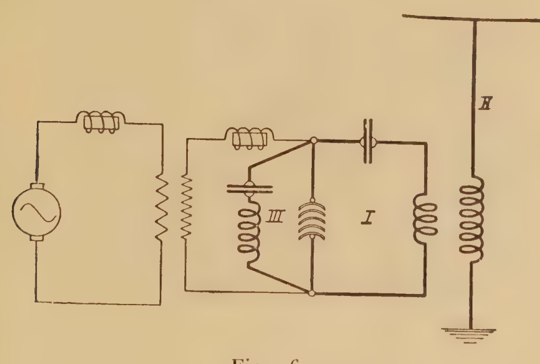


Fig. 161.

les condensateurs ont des dimensions électriques telles que, à chaque instant, son oscillation propre ait la période d'un son musical. En faisant varier la self ou la capacité de ce circuit, ce qu'on peut faire à l'aide d'un clavier, on est en mesure de régler, dans le circuit de choc, et par suite aussi dans l'antenne, la périodicité des décharges, sur le rythme de n'importe quel son. La figure 162 représente les phénomènes oscillatoires dans l'antenne : l'excitation des circuits de haute fréquence était faite avec du courant continu. Cette méthode de production du son est un autre avantage du système, en ce sens que la hauteur et la pureté du son n'y sont plus déterminées par la source d'énergie employée ou par les dispositifs d'interruption intercalés, mais qu'elles ne dépendent que des constantes du circuit de son. Ainsi qu'il résulte du schéma de montage, les circuits de haute fréquence ne peuvent non plus exercer aucune influence sur la qualité du son.

Comme inconvénient de ce système, il faut signaler ce fait que

les pertes dans l'éclateur, par suite du nombre élevé de chocs et du travail constant de désionisation qui en résulte, sont plus grandes



Fig. 162.

Hauteur du son : 826 vibrations par seconde.

que dans les systèmes précédents et que, pour se servir d'ondes longues, il faut des antennes construites spécialement et à fort rayonnement.

2. **Stations à oscillations entretenues dans l'antenne.** — L'émission d'oscillations de longueur et d'amplitude constantes serait la méthode la plus parfaite pour obtenir une communication radiotélégraphique syntonisée. Mais le fonctionnement à l'émission de ces installations exige un personnel instruit spécialement; en outre, à la réception, les signaux, dénués d'un son caractéristique, ne se distinguent plus suffisamment des perturbations atmosphériques : c'est ce qui a empêché l'adoption générale des systèmes entretenus, bien que ce soient les seuls qui permettent en même temps de faire de la téléphonie sans fil. Cependant on a déjà vu par ailleurs quels avantages possède, pour les grandes stations,

ce système d'émission, employé concurremment avec des dispositifs de télégraphie rapide. La figure 163 montre le dispositif de transmission rapide établi par Pedersen pour le système Poulsen.

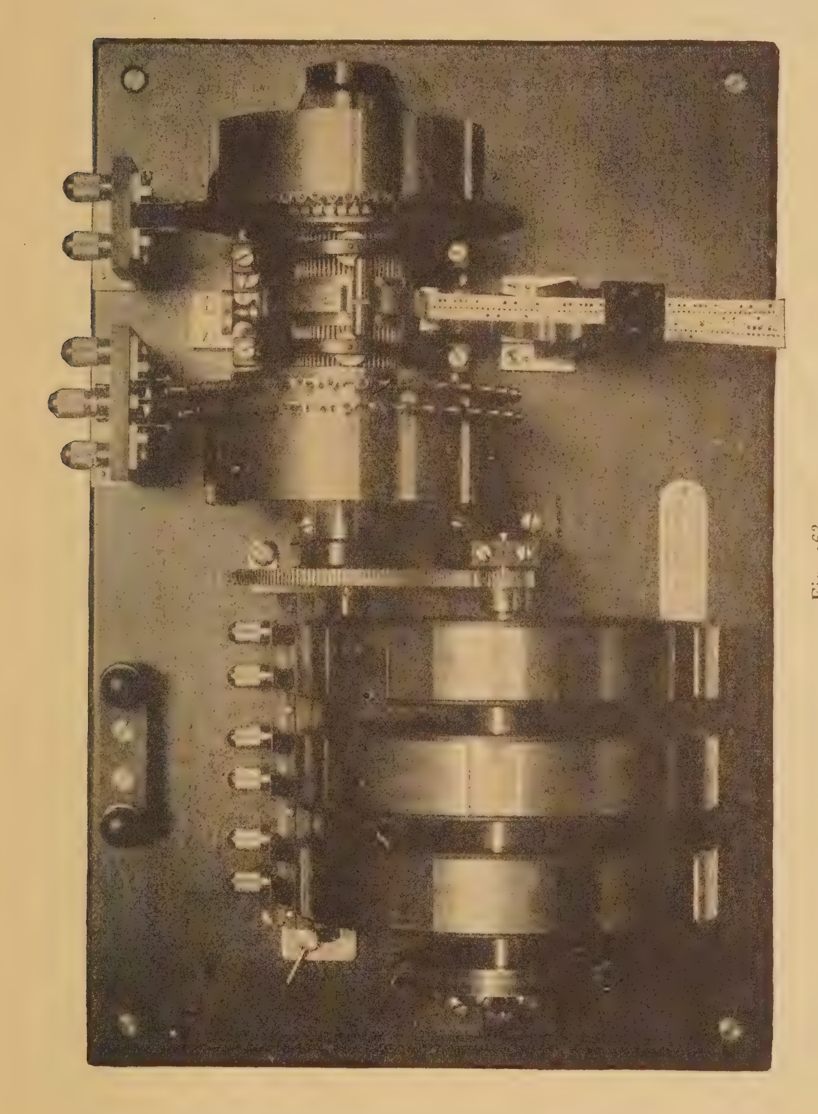


Fig. 163.
Transmetteur rapide d'après Pedersen (Das Kontinentale Syndikat für Poulsen Radio-Telegraphie A.-G. Copenhague).

Pour utiliser l'avantage du rayonnement ininterrompu des ondes, il est bon d'employer des antennes à grand rayonnement. La transmission des signaux peut se faire de toutes sortes de manières :

a. Avec les alternateurs à haute fréquence, il sera bon de manipuler, directement ou indirectement, sur le courant d'excitation.

b. Pour les systèmes à arc, le montage de manipulation de la figure 164 a donné de bons résultats. Il permet, soit de remplacer dans le système l'antenne par un circuit équivalent *w*, C (1), soit,

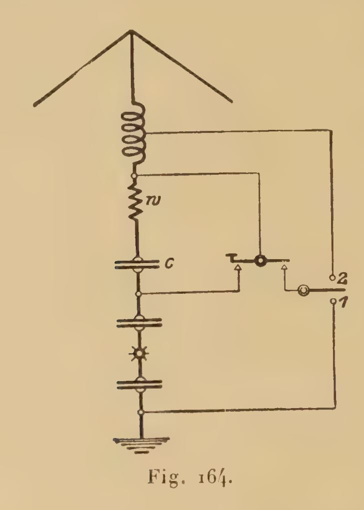


Fig. 164.

en éliminant *w* et C, de désaccorder les longueurs d'onde émises dans le rythme des signaux Morse (2). La figure 165 montre comment est réalisé un poste Poulsen mobile. La réception au son se fait à l'aide d'un tikker, tandis que la réception écrite se fait avec un détecteur et un système d'inscription photographique.

3. **La téléphonie sans fil.** — Dès qu'on eut trouvé le moyen de produire des courants alternatifs de haute fréquence d'amplitude constante, on put établir des stations de radiotéléphonie. Pour cela, on dispose de deux moyens :

a. Faire varier l'intensité des ondes;

b. Faire varier la longueur d'onde.

On produit alors dans le récepteur des variations correspondant au nombre d'oscillations de la voix. Ceci se réalise pratiquement à l'aide d'un dispositif microphonique qui peut, soit agir directement sur les oscillations de l'antenne, soit, quand on se sert de machines à haute fréquence, agir dans le rythme de la parole sur le courant d'excitation de ces machines. Nous n'entrerons ici que dans l'étude

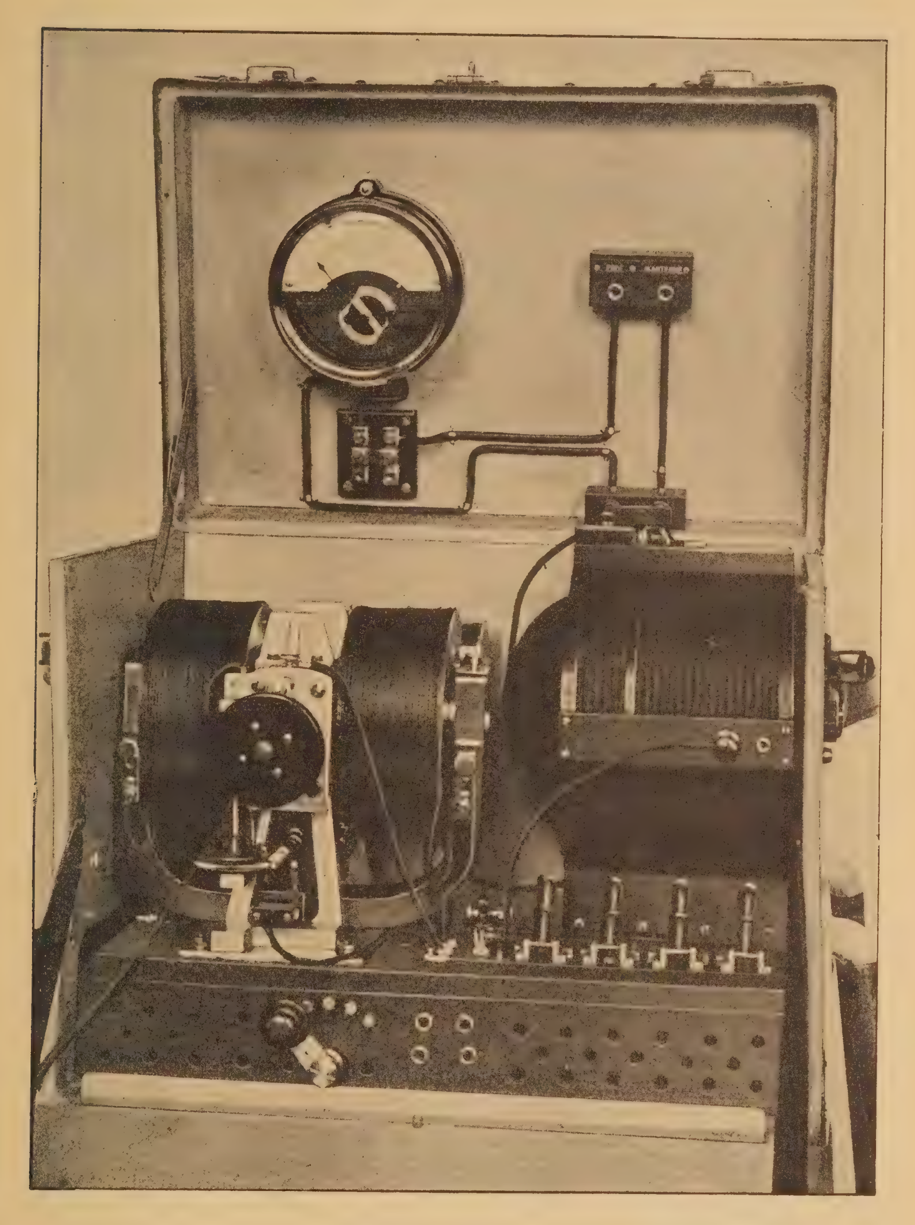


Fig. 165.

Côté transmission d'une station Poulsen transportable (Telephon-Fabrik A.-G. vorm. J. Berliner, Vienne).

du premier cas, applicable à tout système qui produit des oscillations entretenues, pour lequel les conditions électriques de la transmission restent à peu près les mêmes qu'en radiotélégraphie, et qui consiste à produire les sons dans le téléphone récepteur par une variation rythmée de l'énergie émise, la longueur d'onde restant toujours la même. Le problème de la téléphonie sans fil est alors de provoquer avec un système microphonique, des variations d'énergie suffisantes dans le primaire. En supposant constante la force électromotrice d'excitation dans l'antenne d'émission, la condition précédente sera le mieux remplie quand le microphone

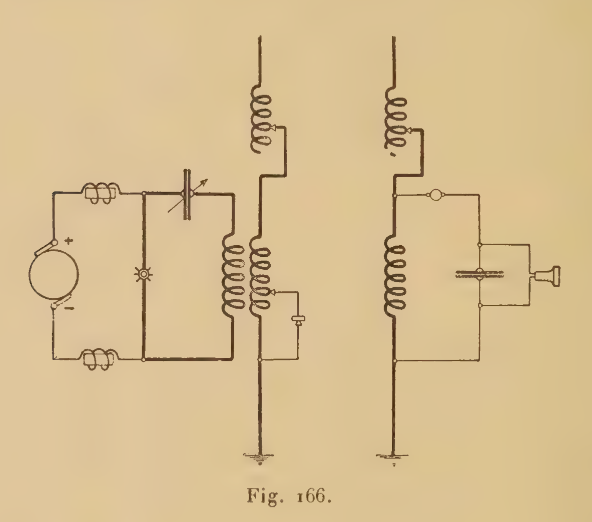


Fig. 166.

pourra supporter le plus d'énergie possible. D'après la théorie de Seibt, il faut néanmoins, pour avoir une bonne action à distance, réaliser sensiblement la condition suivante : la résistance équivalente totale w_A de l'antenne doit être à peu près égale à celle w_M du microphone. Dès lors, deux conditions sont imposées au microphone : en premier lieu, il faut que sa résistance ohmique soit proportionnée à celle de l'antenne; en second lieu, il doit pouvoir supporter les intensités élevées qui sont nécessaires sans que son fonctionnement soit troublé. Si l'on continue à se servir du microphone usuel à charbons, pour n'avoir qu'une petite résistance, on est conduit à shunter ces microphones par une résistance ohmique ou inductive (*fig.* 166) en les réglant de telle sorte que la résis-

tance effective de cette combinaison soit proportionnée à l'ordre de grandeur de la résistance dû rayonnement w_A de l'oscillateur. L'avantage qui en résulte est que l'intensité du courant dans l'antenne peut grandir sans affecter outre mesure le microphone. La théorie montre que ce n'est qu'en augmentant l'intensité du courant fondamental qu'on peut accroître l'énergie efficace à la réception.

Cependant, on pourra agir sur le courant dans l'antenne d'une manière bien meilleure si l'on arrive à construire des microphones pour fortes intensités, capables de supporter de forts courants. Bien qu'on ait fait beaucoup de recherches dans ce sens, on n'a pas encore

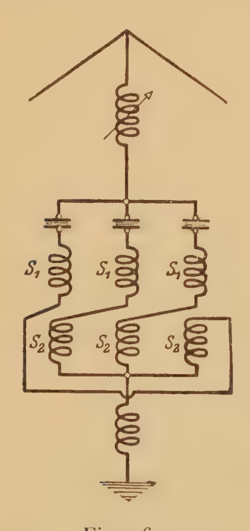


Fig. 167.

trouvé une solution satisfaisante : en effet, pour obtenir des variations de courant importantes, il faut que la membrane soit mise fortement en vibration, et cela est très difficile à réaliser si l'on ne veut pas que le timbre soit affecté.

Aussi la Compagnie C. Lorenz a-t-elle proposé un autre moyen grâce auquel, sans avoir besoin d'un microphone à courants intenses, on obtenait des résultats équivalents. Avec les microphones dont on se sert pour les courants faibles, il est évidemment possible de mettre en jeu de grandes intensités en montant plusieurs éléments en parallèle, de telle sorte qu'ils travaillent toujours tous de la même manière. Les figures 167 et 168 donnent des exemples de la

façon dont on peut réaliser de tels montages de transmission radiotéléphonique. La manière dont agit le premier dispositif repose sur ce fait que, en faisant débiter également sur tous les éléments à

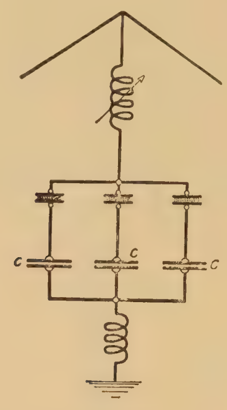


Fig. 168.

travers des bobines S_1 et S_2 convenablement réglées, on arrive à ce que les actions magnétisantes s'annulent. Si alors, le courant a tendance à ne pas être uniforme et à devenir plus intense dans l'une

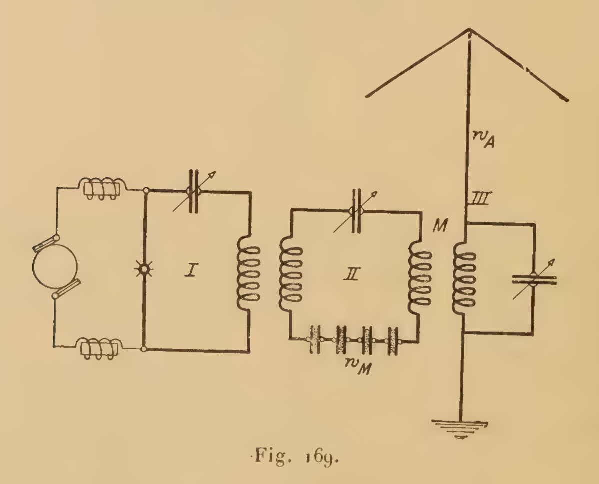


Fig. 169.

des branches, la bobine couplée inductivement avec cette partie du circuit produit un effet de réaction qui s'oppose à ce que l'appareil soit affecté. Le même effet est obtenu avec le montage de la figure 168 :

ici c'est la résistance de capacité des condensateurs intercalés C qui s'oppose à ce que le débit ne soit pas uniforme dans toutes les branches.

Enfin, au lieu de monter le microphone directement dans l'antenne, on peut le coupler à l'antenne à l'aide d'un transformateur spécial ou d'un circuit intermédiaire. Le dispositif de la figure 169 est particulièrement désigné pour cela; il faut que les microphones soient installés de manière que leur résistance effective résultante w_M, reportée sur l'antenne, soit égale au reste de la résistance w_A de cette antenne, c'est-à-dire qu'on ait

$$w_A^{\Omega} = \frac{(2\pi\nu)^2 M^2}{w_M} = 3,553 \frac{M^{2\text{cm}}}{w_M^{\Omega} \lambda^{2\text{cm}}}.$$

Dans cette équation, M représente le coefficient d'induction mutuelle du circuit intermédiaire et de l'antenne. On peut ainsi, en

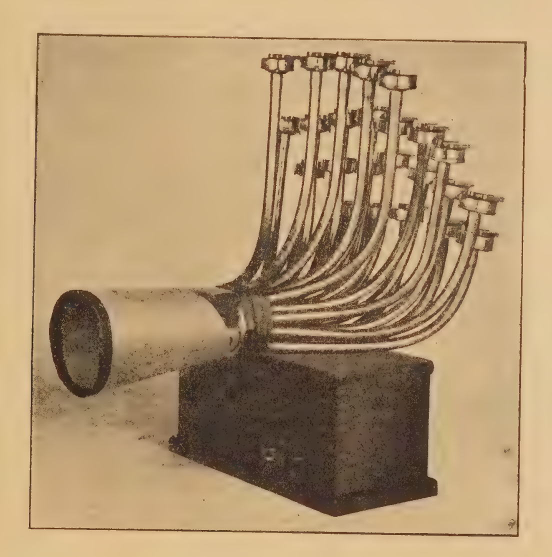


Fig. 170.

Système microphonique (C. Lorenz A.-G., Berlin).

choisissant convenablement les constantes du circuit, monter, comme cas limite, tous les microphones en série, comme l'indique la figure.

D'après tous ces montages, on voit comment on peut permettre à

de grandes quantités d'énergie de passer dans le microphone, en supposant que l'énergie du son est suffisante pour communiquer à la membrane de vives oscillations. Mais, comme la force de la voix est limitée, le nombre des microphones ne peut pas être multiplié à volonté, si l'on veut obtenir toujours la variation de résistance la plus favorable. On ne peut agir fortement sur des systèmes microphoniques importants (*fig.* 170) que par l'intermédiaire d'un organe qui renforce la voix et l'on a alors deux moyens, cet organe pouvant agir en commun sur tous les éléments, ou chaque microphone pouvant être affecté à part par la parole.

L'audition de la voix à la réception s'obtient la plupart du temps à l'aide d'un détecteur à contact, qui doit être couplé apériodiquement avec un circuit secondaire, lequel permet, grâce à un accord aigu, d'éliminer autant que possible les perturbations étrangères.

Si intéressant que soit, en soi, le problème de la téléphonie sans fil, on ne peut compter lui donner une application assez étendue que si l'on arrive à constituer les appareils de façon à pouvoir converser commodément comme dans la téléphonie avec fil. La solution satisfaisante de cette condition étant réservée à l'avenir, indiquons seulement ici le sens dans lequel il semble qu'on puisse y arriver.

Dans chaque station sont établies deux antennes. L'une sert pour l'émission : elle doit par suite être reliée au générateur d'oscillations et au système microphonique; l'autre contient le système récepteur. Si alors les deux stations travaillent avec des ondes différentes et si l'on a soin, à l'aide de montages de compensation appropriés, que les dispositifs de réception ne conduisent au détecteur que les oscillations sur lesquelles l'antenne est accordée, on pourra arriver à parler et à entendre en même temps.

FIN.

BIBLIOGRAPHIE.

NIKOLA TESLAS, Untersuchungen über Mehrphasenströme und über Wechselströme hoher Spannung und Frequenz.

ZENNECK (J.), Elektromagnetische Schwingungen und drahtlose Telegraphie.

— Leitfaden der drahtlosen Telegraphie.

FLEMING (J.-A.), The Principles of Electric Wave Telegraphy and Telephony (Longmans, Green and Co., London).

ERSKINE-MURRAY (J.), A Handbook of Wireless Telegraphy (Crosby Lockwood and Son, London).

Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie, Band 1-5.

Introduction.

BRAUN (F.), Elektrische Schwingungen und drahtlose Telegraphie, Jahrb., 4, 1910, 1.

ARCO (G.), GRAFVON, Das neue Telefunkensystem, ETZ., 30, 1909, 535; Jahrb., 2, 1909, 551.

POULSEN (V.), Ungedämpfte elektrische Schwingungen, ETZ., 27, 1906, 1040.

GOLDSCHMIDT (R.), Hochfrequenzmaschine für die direkte Erzeugung von elektrischen Wellen für die drahtlose Telegraphie, Jahrb., 4, 1911, 341.

— Maschinelle Erzeugung von elektrischen Wellen für die drahtlose Telegraphie, ETZ., 3, 1911, 54.

REIN (H.), Der radiotelegraphische Gleichstrom-Tonsender, 1912.

A. Capacités.

ORLICH (E.), Kapazität und Induktivität, ihre Begriffsbestimmung, Berechnung und Messung.

THÖRNBLAD (Thor. G.), Die neuen Abstimmungs- und Messinstrumente des Markonisystem, Jahrb., 4, 1910, 97.

LARSEN (A.), Ein akustischer Wechselstromerzeuger mit regulierbarer Periodenzahl für schwache Ströme, ETZ., 12, 1911, 284.

Fischer (K.), Starkstromkondensatoren System Meirowsky, ETZ., 30, 1909, 601.

Fleming (J.-A.), The measurement of energy losses in condensers traversed bey high frequency electric oscillations, Electrician, 66, 1911, 658.

— On the power factor and conductivity of dielectrics when tested with alternating electric currents of telephonic frequency at various temperatures, Electrician, 68, 1912, 1017.

Giebe (E.), Normalluftkondensatoren und ihre absolute Messung, Zeitschr. f. Instr., 29, 1909, 269.

Moscicki (J.), Über Hochspannungskondensatoren, ETZ., 30, 1909, 527.

Seibt (G.), Ein Präzisionsdrehplattenkondensator und eine Methode zum Vergleichen von Kapazitäten, Zeitschr. f. Schwachstr., 5, 1911, 649; Jahrb., 5, 1912, 407.

Wagner (K.), Zur Messung dielektrischer Verluste in der Wechselstrommessbrücke, ETZ., 32, 1911, 1001.

— Über genaue Messung des dielektrischen Verlustwinkels und der Kapazität mit der Wechselstrombrücke, sowie über die Bestimmung der Phasenfehler von Widerständen, Phys. Z., 13, 1912, 368.

Wien (M.)., Über die Dämpfung von Kondensatorschwingungen, Leydener Flaschen Öl- und Pressgaskondensatoren, Ann. d. Phys., 29, 1909, 679.

Rohmann (H.), Messung Kapazitätsänderungen mit schnellen Schwingungen, angewandt auf die Vergleichung der Dielektrizitätskonstanten von Gasen, Ann. d. Phys., 34, 1911, 979.

B. Self-induction, coefficient d'induction mutuelle et facteur de couplage.

Orlich (E.), Kapazität und Induktivität, ihre Begriffsbestimmung, Berechnung und Messung.

Glage (G.), Wechselseitige Induktion, Selbstinduktion und Kapazität, Jahrb., 2, 1908, 361.

Wien (M.), Messung der Induktionskonstanten mit dem optischen Telephon, Wied. Ann., 44, 1891, 689.

Esau (A.), Widerstand und Selbstinduktion von Spulen für Wechselstrom, Ann. d. Phys., 34, 1911, 57.

— Über den Selbstinduktionskoeffizienten von Flachspulen, Jahrb., 5, 1011, 212.

C. Longueurs d'onde.

Diesselhorst (H.), Absolute Messung der Wellenlängen elektrischer Schwingungen, Jahrb., 1, 1907, 262.

— Frequenzmessung und Analyse elektrischer Schwingungen für drahtlose Telegraphie, ETZ., 29, 1908, 703.

Dönitz (J.), Der Wellenmesser und seine Anwendung, ETZ., 24, 1903, 920.
Hirsch (R.), Ein direkt zeigender Wellenmesser, Jahrb., 4, 1911, 250.
Thörnblad (Th.-G.), Die neuen Abstimmungs- und Messinstrumente des Markonisystems, Jahrb., 4, 1910, 97.
Seibt (C.), Ein Wellenmesser für drahtlose Telegraphie, Elektr. u. Maschinenb., 28, 1910, 965.
— The development of the wave meter in wireless Telegraphie, El. World, 56, 1910, 725.
Nesper (E.), Die Frequenzmesser und Dämpfungsmesser der Strahlentelegraphie, 1907.
Esau (A.), Über die Messung der Selbstinduktion und Kapazität von Antennen, Phys. Z., 14, 1912, 658.
Fischer (C.)., Strahlungsdekrement, wirksame Kapazität nnd Selbstinduktion einer Antenne, Ann. d. Phys., 32, 1910, 979.
Mandelstamm (L.) und Papalexi (N.), Über eine Methode zur Messung von logarithmischen Dekrementen und Schwingnngszahlen elektromagnetischer Schwingungskreise, Ann. d. Phys., 33, 1910, 490; Jahrb., 4, 1911, 605.
Ferrié (G.), Appareils à deux aiguilles. Système Ferrié et Carpentier. Fréquencemètres. Ohmmètres, Bull. de la Soc. int. des Électriciens, 10, 1910.
— La Lumière électr., 32, 1910, 427; Jahrb., 5, 1911, 106.
Boas (H.), Das Glimmlicht-Oszilloskop, Jahrb., 3, 1910, 404.

D. Amortissement.

Bjerkness (V.), Über elektrische Resonanz, Wied. Ann., 55, 1895, 120.
Hahnemann (W.), Die Messmethoden, Grösse und Bedeutung der Dämpfung in der drahtlosen Telegraphie, Jahrb., 2, 1909, 293.
Schmidt (K.-E.-F.), Über Messung der Dämpfung in elektrischen Schwingungskreisen, Phys. Z., 9, 1908, 13.
Hahnemann (W.) und Adelmann (L.), Verluste in Kondensatoren mit festem Dielektrikum und ihre Dämpfung in Hochfrequenzkreisen, ETZ., 1907, 988.
Alexandersen (E.-F.-W.), Die magnetischen Eigenschaften des Eisens bei Hochfrequenz, ETZ., 32, 1911, 1078.
Lindemann (R.), Die Energieverlust in mehrlagigen Spulen bei schnellen Schwingungen, Verh. d. Phys. Ges., 12, 572; Jahrb., 4, 1911, 551.
Meissner (A.), Über die Konstruktion von Spulen der Hochfrequenztechnik und ihre Verwendung, Jahrb., 3, 1909, 57.
Wien (M.), Über die Dämpfung von Kondensatorschwingungen, Ann. d. Phys., 25, 1908, 625.
Fischer (C.), Strahlungsdekrement, wirksame Kapazität und Selbstinduktion einer Antenne, Ann. d. Phys., 32, 1910, 979.

Fischer (C.), Strahlung von Antennen, Phys. Z., 1911, 295; Jahrb., 5, 1912, 582.

Reich (M.), Über den dämpfenden Einfluss der Erde auf Antennenschwingungen, Jahrb., 5, 1911, 176.

— Über die Strahlung einer Antenne in Abhängigkeit von ihrer Form, Phys. Z., 13, 1912, 228.

Mandelstamm (L.) und Papalexi (N.), Über eine Methode zur Messung von logarithmischen Dekrementen und Schwingungszahlen elektromagnetischer Schwingungskreise, Ann. d. Phys., 33, 1901, 490; Jahrb., 4, 1911, 605.

Esau (A.), Über die Bestimmung des Spannungsknotens von Luftleitern, Phys. Z., 13, 1912, 495.

E. Générateurs de haute fréquence. Transformateurs. Interrupteurs.

Boas (H.), Resonanztransformatoren, Jahrb., 3, 1910, 601.

— Löschfunkenstrecke für enge Kopplung, Verh. d. Deutsch. Physikal. Ges., 13, 1911, 527; Jahrb., 5, 1912, 563.

Wien (M.), Über Erzeugung und Anwendung schwach gedämpfter elektrischer Schwingungen, Jahrb., 1, 1907, 469.

Lepel (v. E.), The Lepel wireless telegraph system, Electrician, 64, 1908, 153.

Duddell (W.), On rapid variations in the current through the direct current arc, Electrician, 46, 1900. 269.

Barkhausen (H.), Das Problem der Schwingungserzeugung, 1907.

— Die Erzeugung dauernder elektrischer Schwingungen durch den Leichtbogen, Jahrb., 1, 1907, 243.

— Funke oder Lichtbogen? Jahrb., 2, 1908, 40.

Peukert (W.), Neue Wirkungen des Gleichstromlichtbogens, ETZ., 22, 1901, 467.

Poulsen (V.), Ein Verfahren zur Erzeugung ungedämpfter elektrischer Schwingungen und seine Anwendung in der drahtlosen Telegraphie, ETZ., 27, 1906, 1040.

Simon (H.-Th.), Über ungedämpfte elektrische Schwingungen, Jahrb., 1, 1907, 16.

Wagner (W.), Über die Erzeugung von Wechselstrom durch einen Gleichstromlichtbogen, ETZ., 30, 1909, 602.

Alexandersen (E.-F.-W.), Wechselstrommaschine für die Frequenz 100000, ETZ., 30, 1908, 1003; Zeitschr. f. Instr., 30, 1910, 164.

— Hochfrequenzapparate für drahtlose Telegraphie und Telephonie, ETZ., 33, 1912, 659.

Goldschmidt (R.), Maschinelle Erzeugung von elektrischen Wellen für drahtlose Telegraphie, ETZ., 32, 1911, 54; Jahrb., 4. 1911, 341.

BETHENOD (J.), Sur le transformateur à résonance, Éclairage, 53, 1907, 115; Jahrb., 1, 1908, 534.

SEIBT (G.)., Über Resonanzinduktorien und ihre Anwendung in der drahtlosen Telegraphie, ETZ., 25, 1904, 276.

GLAGE (G.), Neuere Methoden zur Ladung von Kondensatorkreisen, Jahrb., 1, 1907, 185.

F. Les récepteurs et leurs montages.

HARTMANN-KEMPF (R.), Hitzdrahtinstrumente ohne Nebenschluss für drahtlose Telegraphie, ETZ., 32, 1911, 1134.

KNOPP (O.), Untersuchungen über Thermoelemente, Phys. Z., 10, 1909, 439.

DUDDELLS, Thermogalvanometer, Electrician, 56, 1906, 559.

NEUHAUS (Th), Über die Empfindlichkeit der Barretter und die Zuverlässigkeit der mit ihnen ausgeführten Messungen, Phys. Z., 11, 1610, 331.

BANGERT (K.), Eigenschaften der wichtigstein Detektoren der drahtlosen Telegraphie, Phys. Z., 11, 1910, 123; Jahrb., 5, 1911, 218.

SCHLÖMILCH (W.), Ein neuer Wellendetektor für drahtlose Telegraphie, ETZ., 24, 1903, 959.

STEINHAUS (W.), Über die Angaben ven Hitzdrahtinstrumenten bei schnellen Schwingungen, Phys. Z., 12, 1911, 657.

AUSTIN (L.-W.), Die vergleichsweise Empfindlichkeit einiger gebräuchlicher Detektoren für elektrische Schwingungen, Bull. Bur. of Stand, 6, 1910, 527; Ann. d. Phys., Beibl., 35, 1911, 949.

BETHENOD (J.), Über den Empfang elektromagnetischer Wellen in der Radiotelegraphie, Jahrb., 2, 1909, 603.

— Über die Verwendung eines Stoneschen Zwischenkreises in der Radiotelegraphie und der Radiotelephonie, Ann. d. Phys., Beibl., 34, 1910, 887.

BRANDES (H.), Über ein Vakuum-Thermoelement, Phys. Z., 6, 1905, 503.

— Über Abweichungen vom Ohmschen Gesetz, Gleichrichterwirkung und Wellenanzeiger der drahtlosen Telegraphie, ETZ., 27, 1909, 1015.

BRAUN (F.), Ein neuer Wellenanzeiger, ETZ., 27, 1906, 1199.

DOWSE (C.-M.), On the use of Thermo-functions for high frequency current measurements, Electrician, 65, 1910, 765.

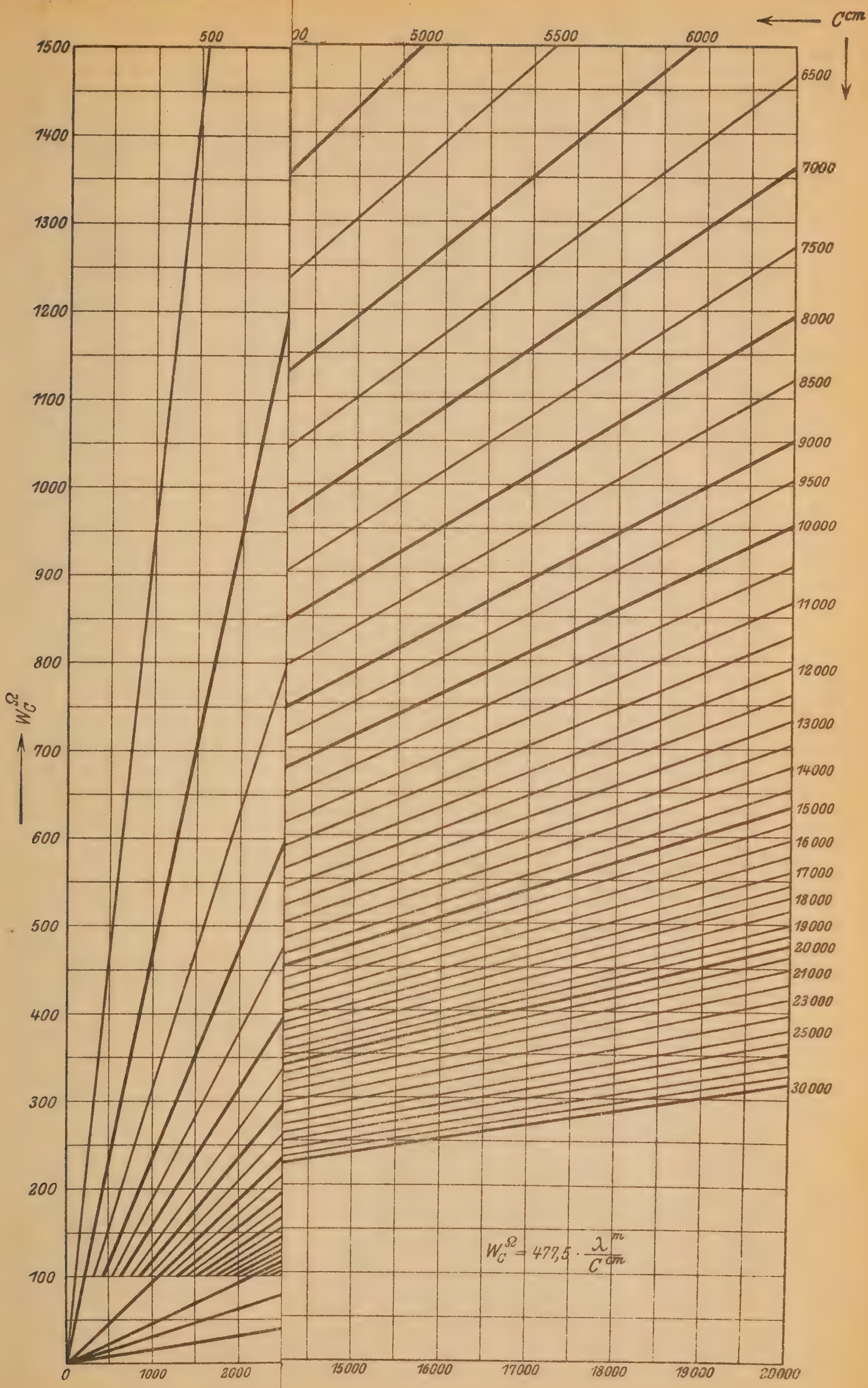
TISSOT (C.). Über Detektoren für elektrische Schwingungen, basierend auf den thermoelektrischen Erscheinungen, Jahrb., 2, 1908, 115.

WAGNER (K.), Über die Verbesserung des Telephons, ETZ., 32, 1911, 80.

WEHNELT (A.), Über ein elektrisches Ventilrohr, Phys. Z., 5, 1904, 680; Ann. d. Phys., 19, 1906, 138.

RÜDENBERG (R.), Der Empfang elektrischer Wellen in der drahtlosen Telegraphie, Ann. d. Phys., 25, 1908, 446.

KEMPE (W.), Der Barretter und seine Verwendung als Indikator in elektrisch schwingenden Systemen, Phys. Z., 1910, 331.



Gauthier-Villars, Editeur, Par

$\leftarrow C^{cm}$

500 1000 1500 2000 2500 3000 3500 4000 4500 5000 5500 6000

6500 7000 7500 8000 8500 9000 9500 10000 11000 12000 13000 14000 15000 16000 17000 18000 19000 20000 21000 23000 25000 30000

$W_C^{\Omega} \rightarrow$

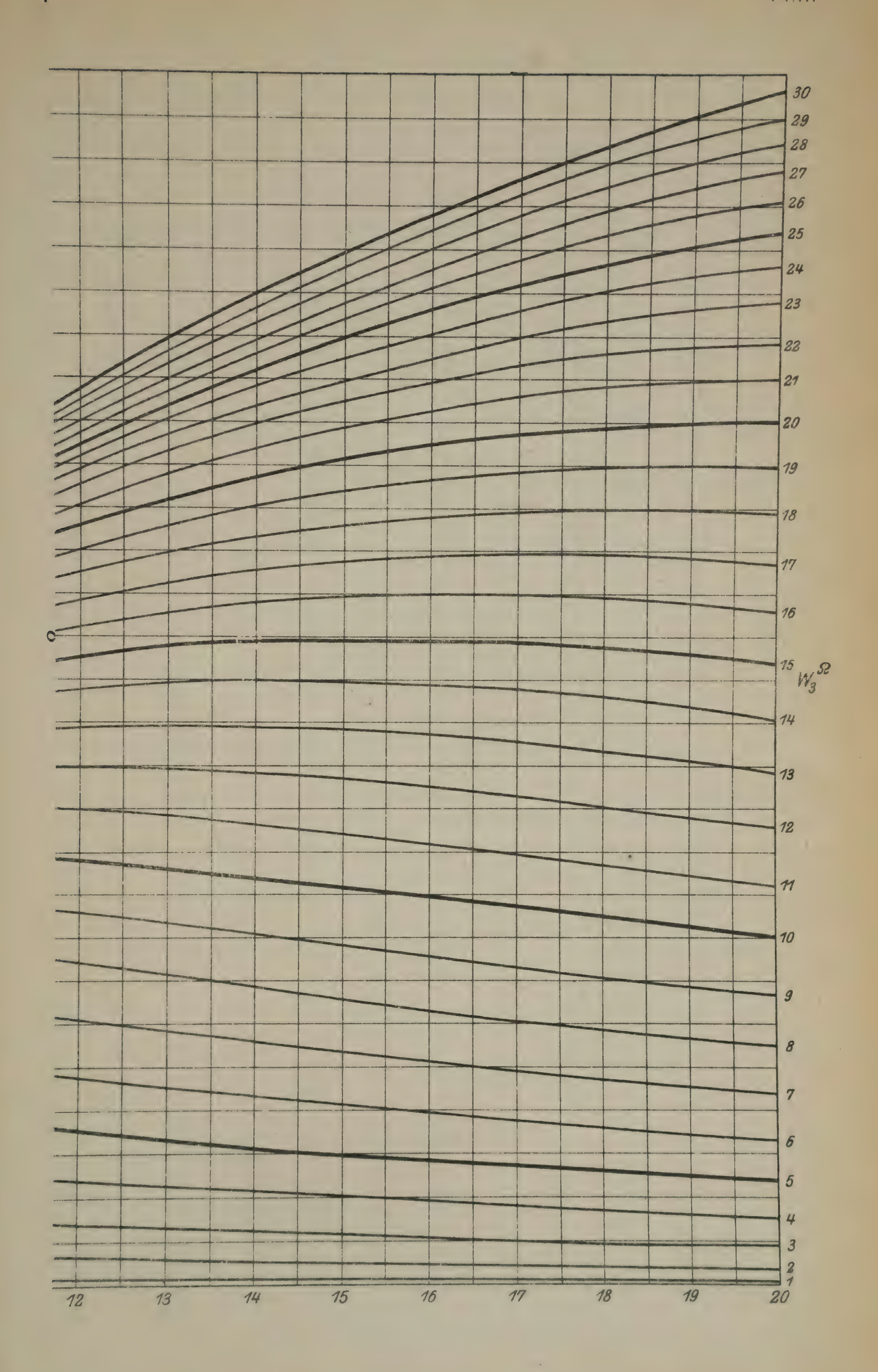
1500 1400 1300 1200 1100 1000 900 800 700 600 500 400 300 200 100

0 1000 2000 3000 4000 5000 6000 7000 8000 9000 10000 11000 12000 13000 14000 15000 16000 17000 18000 19000 20000

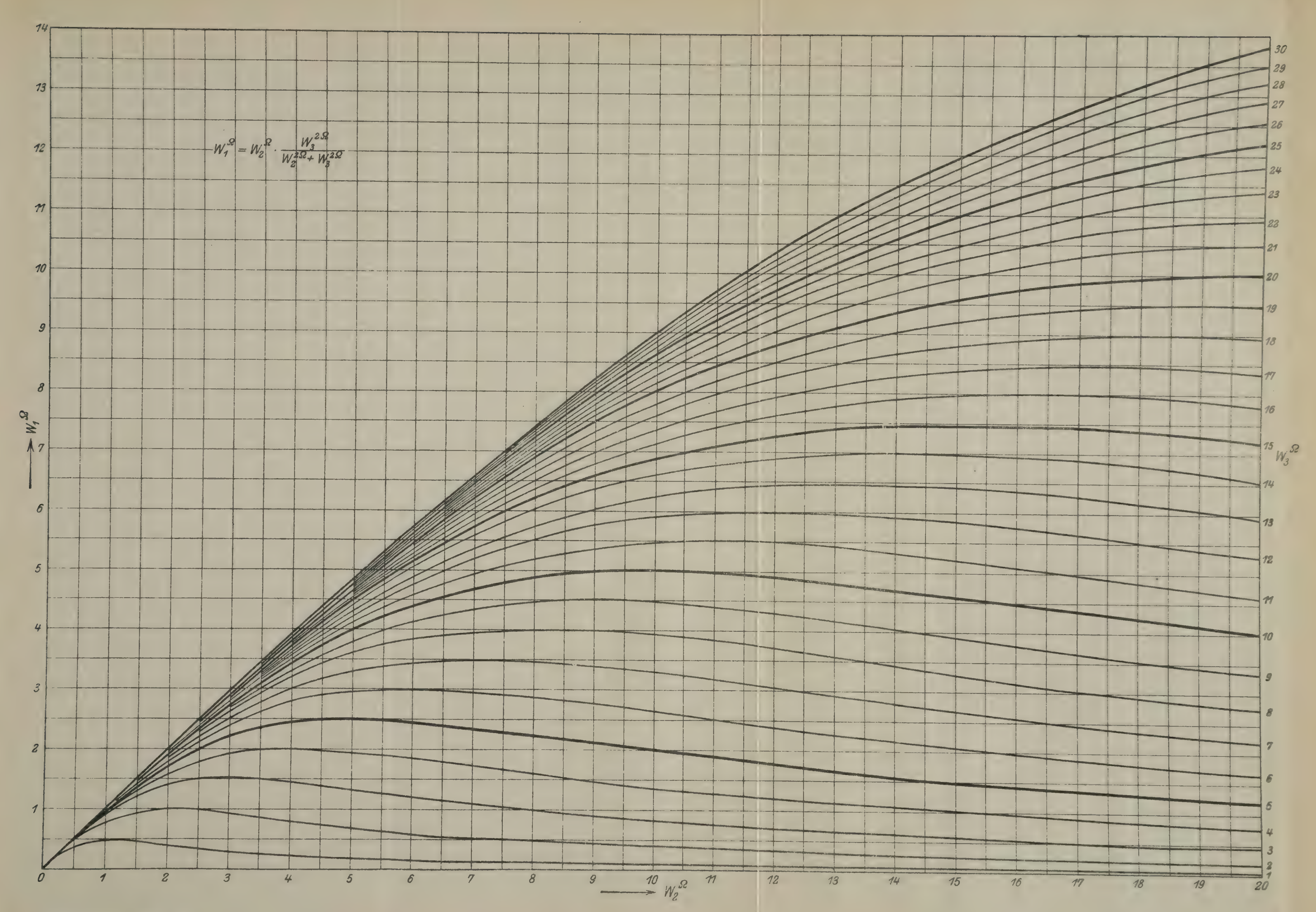
$\rightarrow \lambda^m$

$$W_C^{\Omega} = 477{,}5 \cdot \frac{\lambda^m}{C^{cm}}$$

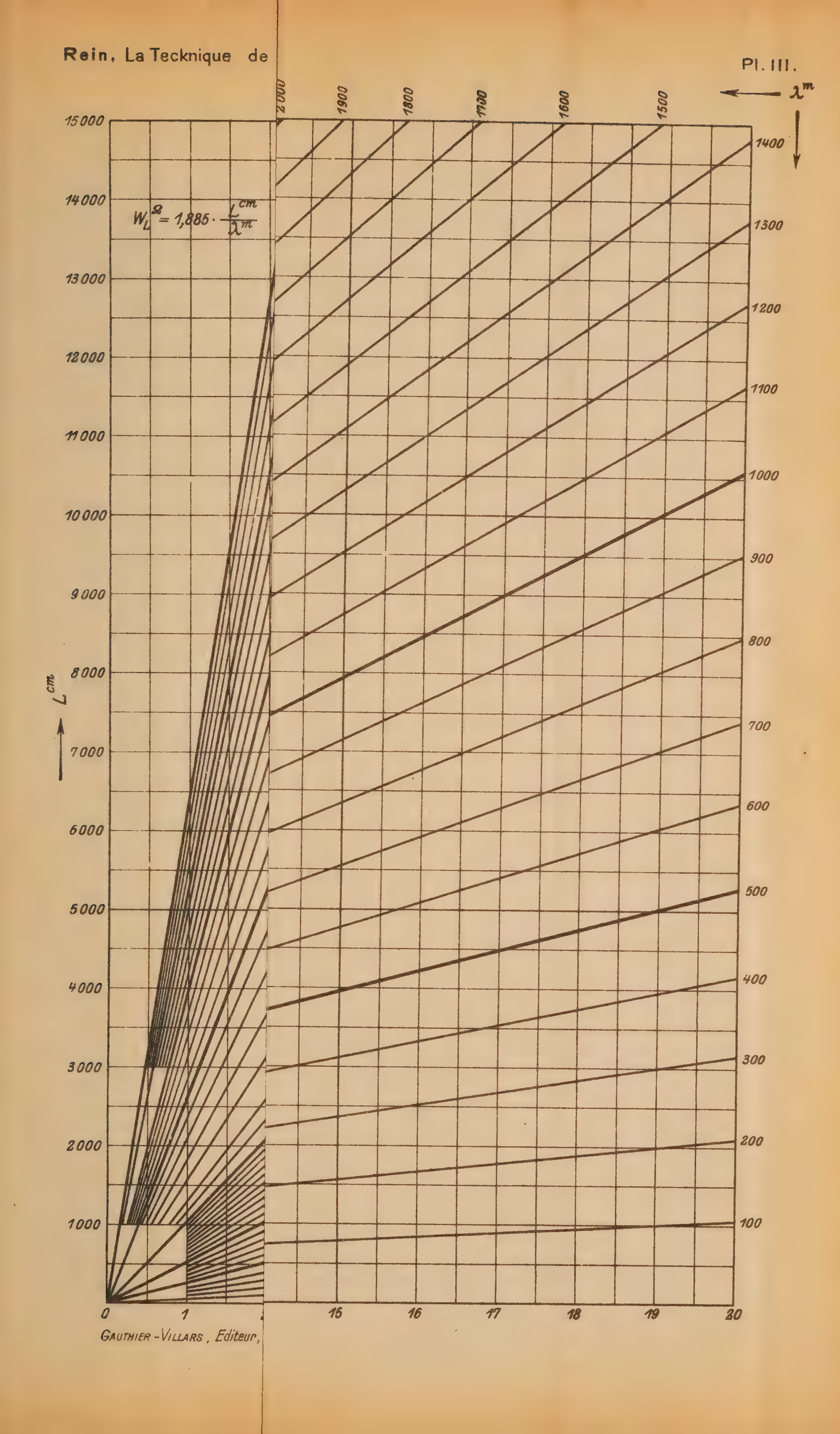
Gauthier-Villars, Editeur, Paris.



30
29
28
27
26
25
24
23
22
21
20
19
18
17
16
15
W_3^{Ω}
14
13
12
11
10
9
8
7
6
5
4
3
2
1
12
13
14
15
16
17
18
19
20



Gauthier-Villars, Editeur, Paris.



Gauthier-Villars, Éditeur,

$W_L^{\Omega} = 1{,}885 \cdot \frac{L^{cm}}{\lambda^{m}}$

$\leftarrow \lambda^{m}$

12000 11500 11000 10500 10000 9500 9000 8500 8000 7500 7000 6500 6000 5500 5000 4500 4000 3500 3000 2500 2250 2000 1900 1800 1700 1600 1500

1400 1300 1200 1100 1000 900 800 700 600 500 400 300 200 100

$L^{cm} \uparrow$

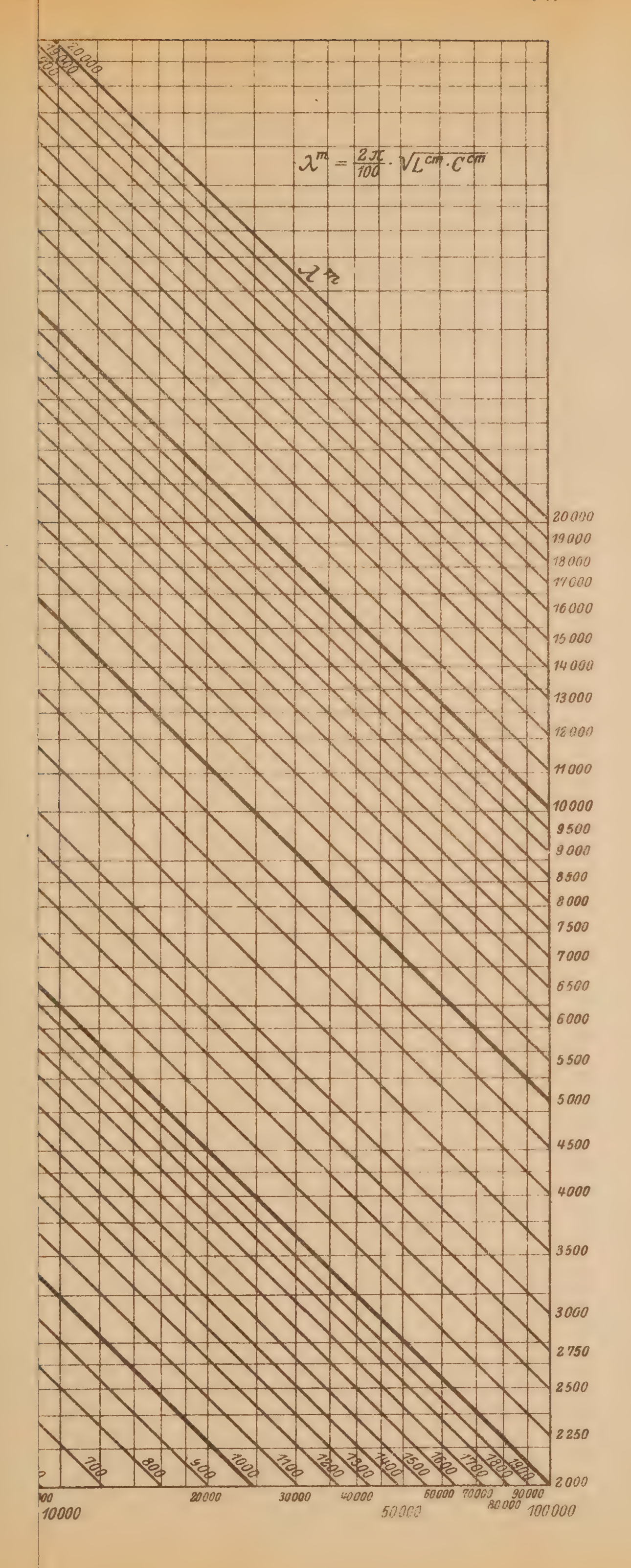
15000 14000 13000 12000 11000 10000 9000 8000 7000 6000 5000 4000 3000 2000 1000

0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20

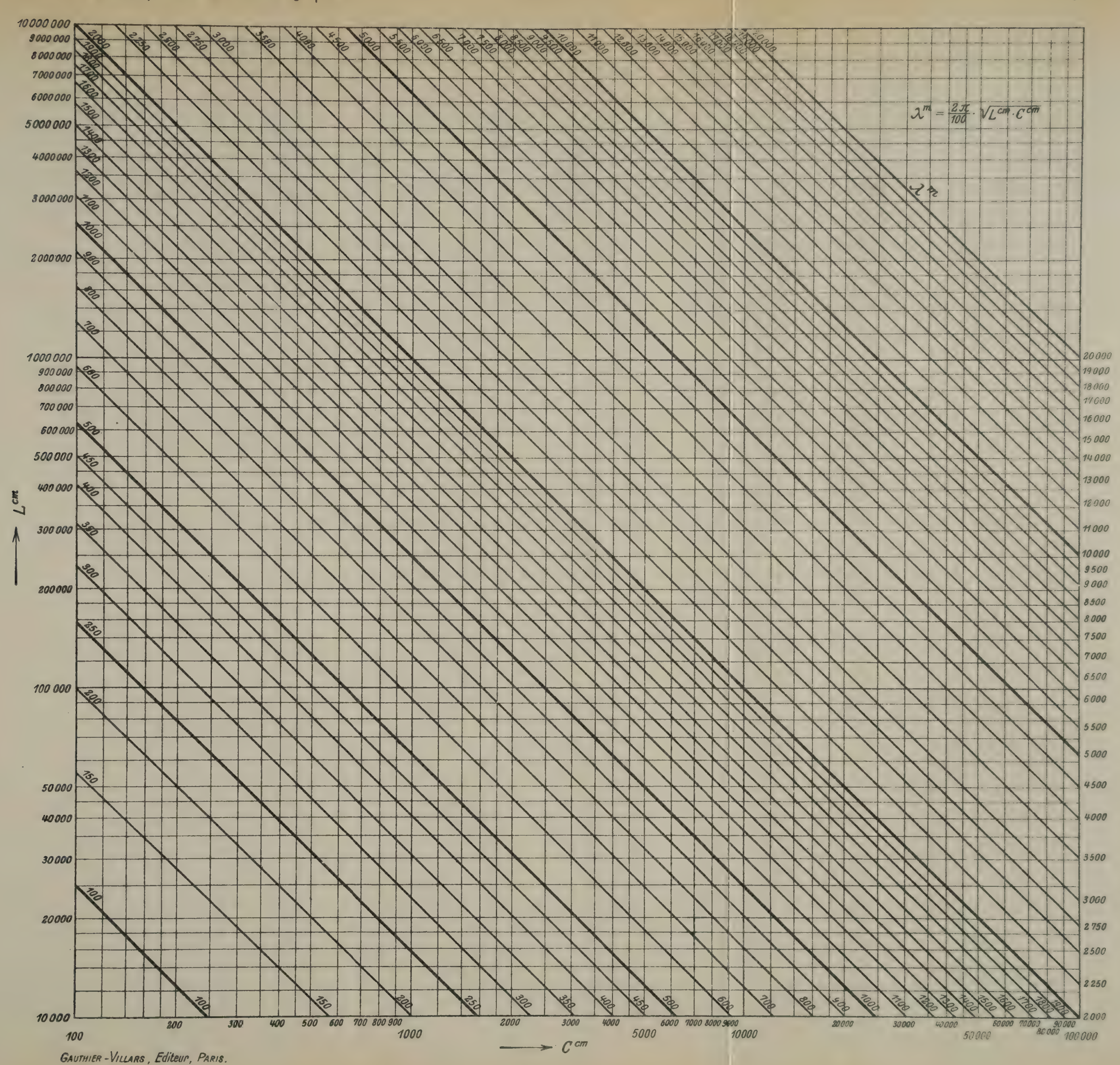
$\longrightarrow W_L^{\Omega}$

Gauthier-Villars, Éditeur, Paris.

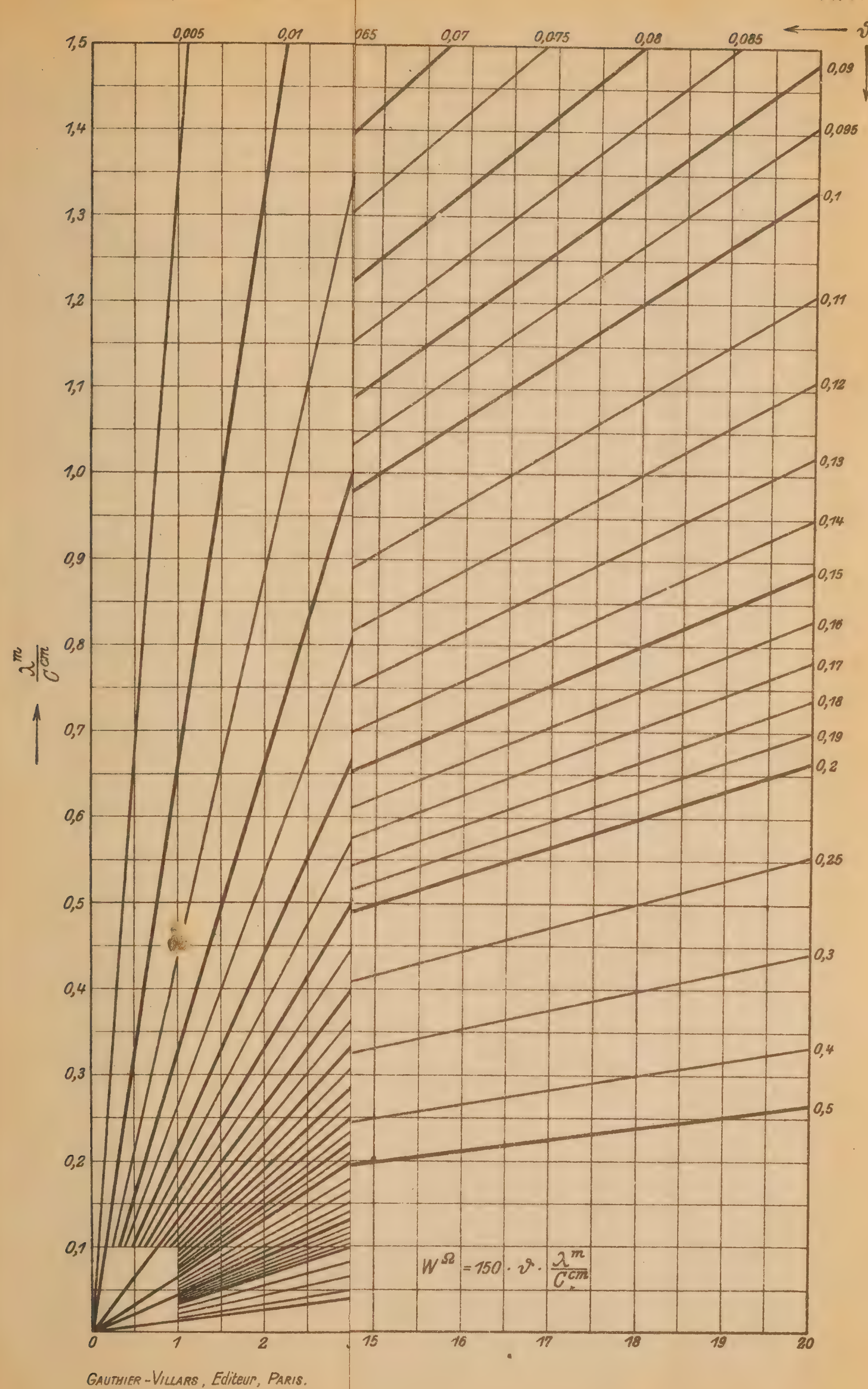
Pl. IV.



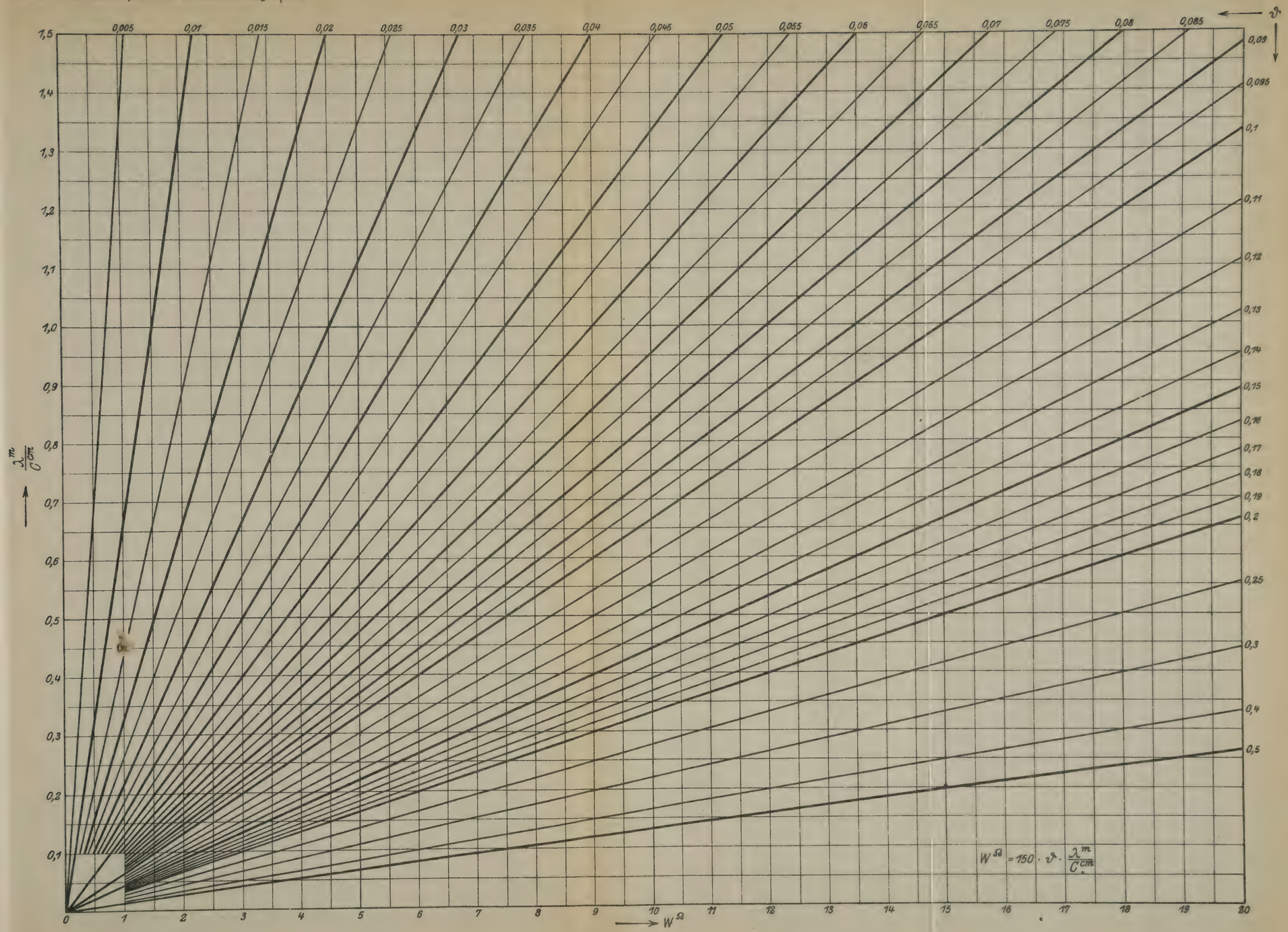
$\lambda^m = \frac{2\pi}{100} \cdot \sqrt{L^{cm} \cdot C^{cm}}$
λ^m
20000
19000
18000
17000
16000
15000
14000
13000
12000
11000
10000
9500
9000
8500
8000
7500
7000
6500
6000
5500
5000
4500
4000
3500
3000
2750
2500
2250
2000
700
800
900
1000
1100
1200
1300
1400
1500
1600
1700
1800
1900
10000
20000
30000
40000
50000
60000
70000
80000
90000
100000



Gauthier-Villars, Éditeur, Paris.



Gauthier-Villars, Editeur, Paris.



Gauthier-Villars, Editeur, Paris.

TABLE DES MATIÈRES.

CHAPITRE II.

SELFS-INDUCTIONS. COEFFICIENTS D'INDUCTION MUTUELLE. FACTEURS DE COUPLAGE.

Pages.

CHAPITRE III.

LONGUEURS D'ONDE.

CHAPITRE IV.

AMORTISSEMENT.

CHAPITRE V.

GÉNÉRATEURS A HAUTE FRÉQUENCE. TRANSFORMATEURS. INTERRUPTEURS.

CHAPITRE VI.

LES RÉCEPTEURS ET LEURS MONTAGES.

Groupe I.

Groupe II.

CHAPITRE VII.

CONSTRUCTION D'UNE STATION DE TRANSMISSION ET DE RÉCEPTION.

A. — *Considérations générales.*

B. — *Dispositifs particuliers.*

PARIS. — IMPRIMERIE GAUTHIER-VILLARS.
52414 Quai des Grands-Augustins, 55.



TK5742.R44 1913
Rein, H. /La technique de la radi
100976 BSC 00196145
MIT LIBRARIES DUPL
3 9080 01930 0661
Date Due
Lib-26-67

